

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ  
ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»  
МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ  
ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»  
МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Кваліфікаційна наукова  
праця на правах рукопису

**ЗІНГЕР ЯНА ЛЕОНІДІВНА**

УДК 621.372.542/3

**ЧАСТОТНІ ФІЛЬТРИ НА ОСНОВІ ТРИВИМІРНИХ  
ЕЛЕКТРОМАГНІТНОКРИСТАЛІЧНИХ НЕОДНОРІДНОСТЕЙ**

Спеціальність: 05.12.13. «Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій»

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук.

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

\_\_\_\_\_ Я.Л. Зінгер

Науковий керівник: Нелін Євгеній Андрійович

доктор технічних наук, професор

**Київ — 2021**

## АНОТАЦІЯ

*Зінгер Я. Л.* Частотні фільтри на основі тривимірних електромагнітно-кристалічних неоднорідностей. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.13. «Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, 2021.

В дисертації запропоновано мікросмужкові фільтри нижніх частот на основі тривимірних (3D) електромагнітнокристалічних неоднорідностей (ЕКН).

Останнім часом спостерігається бурхливий розвиток радіоелектронних систем різного призначення, зокрема телекомунікаційних. Сучасні технології потребують постійного підвищення вибіркової та зменшення масо-габаритних параметрів пристроїв. В сучасних радіоелектронних та телекомунікаційних засобах активно використовуються пасивні мікросмужкові фільтри для оброблення сигналів.

Один з напрямів розвитку мікросмужкових фільтрів — використання електромагнітних кристалів (ЕК) та ЕКН.

Аналіз робіт показав, що у всіх дослідженнях та запропонованих конструкціях фільтрів використовуються виключно двовимірні структури та неоднорідності, які мають певні обмеження, саме тому великий інтерес викликає дослідження тривимірних ЕКН.

Запропоновано реалізацію квазізосереджених реактивних елементів на основі 3D ЕКН з істотним збільшенням значень реактивностей в порівнянні з традиційними мікросмужковими структурами. Виконано порівняння характеристик ЕКН та традиційних структур.

Запропоновано конструкції суміщених неоднорідностей ЕКН. Як модель першого наближення для суміщених ЕКН розглянуто одновимірну модель, яка дозволила отримати аналітичні результати. Виконано порівняння ефективності поодиноких та суміщених ЕКН за допомогою одновимірної та тривимірної моделей. наведено експериментальні та розрахункові характеристики ЕК на основі поодиноких та суміщених неоднорідностей.

Квазісосереджену ємність також використовують як розімкнутий шлейф, з'єднаний з основною лінією. Традиційні конструкції таких ємностей двовимірні (2D) у вигляді відрізків мікросмужкової лінії. Запропоновано використання ємнісного шлейфа на основі ЕКН. Розглянуто конструктивні відмінності 2D та 3D ємнісних шлейфів. 3D-шлейф порівняно із 2D-шлейфом має суттєво кращі параметри: його хвильовий імпеданс менший в 1,4...3,5 рази, а ємність більша в 1,6...4,1 рази. Оскільки для фільтра необхідні задані значення ємності, площа 3D-шлейфа відповідно менша. 3D-моделюванням проаналізовано особливості залежностей електричних параметрів 3D-шлейфа від його конструктивних параметрів. Показано, що частота режекції шлейфа дорівнює частоті резонанса шлейфа з паразитною індуктивністю, зумовленою шлейфним Т-з'єднанням. У разі традиційних розмірів контакту шлейфа та основної лінії ця індуктивність від'ємна, що призводить до збільшення значення частоти режекції та, відповідно, погіршення крутості амплітудно-частотних характеристик шлейфа та фільтра.

Для зменшення паразитної індуктивності запропоновано конструктивне рішення у вигляді контактної майданчика між лінією та шлейфом. Досліджено залежності цієї індуктивності від конструктивних параметрів шлейфа та майданчика. Оптимізація розмірів контактної майданчика дозволяє оптимізувати значення індуктивності з умови необхідної крутості амплітудно-частотної характеристики. Запропоновано одновимірну модель 3D-шлейфа, що характеризує його еквівалентними хвильовим імпедансом та відносною діелектричною проникністю.

Наступним кроком є використання запропонованих структур конструкцій фільтрів. Запропоновано дві конструкції фільтрів нижніх частот (ФНЧ) третього порядку на основі 3D ЕКН. Перша конструкція реалізована з поодиноких 3D ЕКН, друга — суміщених 3D ЕКН.

Запропонований фільтр третього порядку на основі поодиноких 3D ЕКН має значно ширшу смугу подавлення, а розміри на 42% менші.

Структура фільтра на основі суміщеної 3D ЕКН простіша в порівнянні з фільтром на основі поодиноких 3D ЕКН, однак параметри дещо гірше: довжина на 7,5% більше, а гранична частота смуги подавлення на 2,1 ГГц менше.

Оскільки результати використання 3D ЕКН в фільтрах третього порядку дали дуже гарні результати, далі було запропоновано конструкцію фільтра п'ятого порядку на основі 3D ЕКН, котрий має значно кращу вибірковість у порівнянні з традиційним фільтром.

Запропоновано конструкції фільтрів третього та п'ятого порядку із 3D-шлейфами. Розглянуто особливості конструкції мікросмужкового ФНЧ п'ятого порядку з 3D-шлейфами: з'єднання шлейфа з сигнальним провідником малим контактним майданчиком та розміщення шлейфів по різні боки сигнального провідника (такий спосіб підключення був запропонований вперше, і має патент України на корисну модель [1]). Вибір глибини отворів 3D-шлейфів та розмірів контактних майданчиків дозволяє оптимізувати крутість та ширину смуги подавлення амплітудно-частотної характеристики фільтра. Виконано оптимізацію ФНЧ з 3D-шлейфами.

Для запропонованих конструкцій фільтрів створення експериментальні зразки та отримано амплітудно-частотні характеристики реальних фільтрів за допомогою векторного аналізатора кіл Anritsu MS46122A ShockLine (Щира вдячність за таку можливість професору кафедри теоретичних основ радіотехніки КПІ ім. Ігоря Сікорського Найденку В. І. та співробітникам його групи).

Експериментальні аплітудно-частотні характеристики добре узгоджуються з розрахунковими, що свідчить про правильність побудованої моделі та параметрів розрахунку в *MWS*.

Також виконано перевірку впливу похибки при виробництві фільтрів на електричні параметри фільтрів. Найбільш чутливою до похибки при виробництві є ширина смуги пропускання. Досліджено повторюваність параметрів за допомогою виготовлення декількох експериментальних зразків.

### **Практичне значення одержаних результатів:**

1. Обґрунтовано доцільність використання одновимірної моделі для розрахунку характеристики в першому наближенні, що дозволяє зменшити час моделювання та необхідні технічні ресурси для моделювання.

2. Створено нові конструктивні рішення фільтрів на основі ЕКН, які відрізняються високою вібірковістю;

3. Запропоновано нове конструктивне рішення підключення ємнісних шлейфів, що дозволяє значно зменшити паразитний зв'язок між ними.

**Ключові слова:** мікросмужковий фільтр нижніх частот, ємнісний шлейф, електромагнітнокристалічні неоднорідність, мікросмужкова секція, НВЧ фільтр

### **Список публікацій здобувача:**

1. Нелин Е. А. Фильтры нижних частот на основе кристаллоподобных неоднородностей / Е. А. Нелін, Я. Л. Зингер, В. И. Попсуй // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника – 2018. – Т. 61 № 5. – с. 284-293.; DOI:<https://dx.doi.org/10.20535/S00213470>.

2. Нелін Є. А. Дельта-моделі коливальних структур та смугових фільтрів / Є. А. Нелін, А. В. Шульга, Я. Л. Зінгер // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2018. – № 73. – с. 63-68.

3. Фільтр нижніх частот п'ятого порядку на основі кристалоподібних неоднорідностей; / Зінгер Я. Л., Нелін Є. А. // Міжнародна науково-технічна

конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи». Київ, 19–25 березня 2018 р. : матеріали конференції – Київ, 2018. – С. 266-269.

4. Zinher Y. Fifth-Order Lowpass Filters on Electromagnetic-Crystal Inhomogeneities/ Y. Zinher, Y. Adamenko, V. Adamenko, E. Nelin // 2018 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo). IEEE Xplore, 2018 – P. 1–4 ; DOI: <https://10.1109/UkrMiCo43733.2018.9047540>.

5. Zinher Y. Delta Models of Frequency-Selective Structures/ Y. Zinher, Y. Adamenko, V. Adamenko, A. Shulha, E. Nelin // 2018 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo), IEEE Xplore, 2018. –P. 1–4 ; DOI: <https://10.1109/UkrMiCo43733.2018.9047586>.

6. Zinher Y. New in the Theory of Periodic Structures/ Y. Zinher, Y. Adamenko, E. Nelin // 2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), IEEE Xplore, 2019 – P. 169–172 ; DOI: <https://10.1109/ELNANO.2019.8783728>.

7. Первак, С. Г. Мікросмужкові тривимірні ємнісні шлейфи / Я.Л. Зінгер, Ю. Ф. Адаменко, В. О. Адаменко, Є. А. Нелін // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування – 2019 – № 73. – с. 30-35.

8. Нелін Є. А. Оптимізація мікросмужкових фільтрів нижніх частот з тривимірними шлейфами / Є. А. Нелін, Я. Л. Зінгер, В. І. Попсуй, і Ю. В. Непочатих, // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування – 2020 – № 82. – с. 61-66.

9. Формування зонної діаграми фотонних та фононних кристалів / М. А. Гіндікіна, Я. Л. Зінгер, Є. А. Нелін // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2015. – № 63. – с. 119-126.

10. Дельта-моделі реактивних радіоелементів та фільтрів нижніх частот / Є. А. Нелін, А. В. Шульга, Я. Л. Зінгер // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2017. – № 69. – с. 72-77.

11. Zinher Y. Three- and one-dimensional modeling of microstrip lowpass filters/ Y. Zinher, Y. Adamenko, V. Adamenko, E. Nelin // Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo), IEEE Xplore, 2017 – P. 206–209 ;. DOI:<https://dx.doi.org/10.1109/UkrMiCo.2017>.

12. Зінгер Я. Л. Порівняння результатів три- та одновимірного моделювання мікросмужкових фільтрів нижніх частот / Я. Л. Зінгер, Ю. Ф. Адаменко, В. О. Адаменко, Є. А. Нелін // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2017. – № 70. – с. 56-61.; DOI - <http://dx.doi.org/10.20535/radap.2017.70.56-61>.

13. Нелін Є. А. Суміщені електромагнітнокристалічні неоднорідності / Є. А. Нелін, Я. Л. Зінгер, В. І. Попсуй // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2017. – № 71. – с. 46-51.; DOI - <https://dx.doi.org/10.20535/radap.2017.71.46-51>.

14. Зінгер Я. Л. Низькочастотний фільтр на основі кристалоподібних неоднорідностей / Я. Л. Зінгер, В. І. Попсуй, Є. А. Нелін // Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи». Київ, 14–20 березня 2016 – К. : НТУУ «КПІ», 2016. – С. 209-211.

15. Порівняння характеристик поодиноких та суміщених електромагнітнокристалічних неоднорідностей/ Я. Л. Зінгер, В. І. Попсуй, Є. А. Нелін // Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи». Київ, 20–26 березня 2017. – С. 232–234.

16. Порівняння результатів три- та одновимірного моделювання НВЧ фільтрів нижніх частот/ Є. О. Складенко, Я. Л. Зінгер, Є. А. Нелін // Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи». Київ, 20–26 березня 2017 р. : матеріали конференції – Київ, 2017. – С. 241-243.

17. E. Nelin, Y. Zinher, Microwave filter based on crystal-like reactive elements, IEEE: Radio Electronics & Info Communications (UkrMiCo), 2016 International Conference, pp. 1–4, Sept. 2016.

**Патент:**

1. Мікросмужковий фільтр нижніх частот: пат. 134905 Україна. № u201812945; заявл. 27.12.2018; опубл. Опубліковано 10.06.2019, бюл. № 11.



## SUMMARY

*Yana Zinher.* Frequency filters based on three-dimensional electromagnetic crystal inhomogeneities.– Manuscript

Dissertation for a Candidate Degree in 12.05.13 "Radio and telecommunications devices". National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", 2021.

The thesis proposed microstrip low-pass filters based on three-dimensional (3D) electromagnetic-crystal inhomogeneities (ECI).

Recently, there has been a rapid development of electronic systems for various purposes, including telecommunications. Modern technologies require constant increase of selectivity and reduction the mass and dimensional parameters of devices. Modern electronic and telecommunication means actively use passive microstrip filters for signal processing.

One of the directions of development of microstrip filters is the use of electromagnetic crystals and ECI.

The implementation of quasi-concentrated reactive elements based on 3D ECI with a significant increase in the values of reactivity's in comparison with traditional microstrip structures is proposed. A comparison of ECI characteristics and traditional structures is performed.

Constructions of combined ECI inhomogeneities are proposed. As a model of the first approximation for combined ECIs, a one-dimensional model is considered, which allowed to obtain analytical results. A comparison of the efficiency of single and combined ECIs with the help of one-dimensional and three - dimensional models is performed. The experimental and calculated characteristics of the EC based on single and combined inhomogeneities are given.

The quasi-lumped capacitor is also used as an open stub connected to the main line. Traditional designs of such stubs are two-dimensional (2D) in the form of segments of a microstrip line. The use of a capacitive stub based on ECI

is proposed. The structural differences of 2D and 3D capacitive stubs are considered. The 3D stub has significantly better parameters compared to the 2D loop: its wave impedance is 1.4... 3.5 times smaller, and the capacity is 1.6... 4.1 times larger.

Because the filter requires specified capacitance values, the area of the 3D stub is correspondingly smaller. 3D modeling analyzes the features of the dependences of the electrical parameters of the 3D-stub on its design parameters. It is shown that the stub resection frequency is equal to the resonance frequency of the stub with the parasitic inductance caused by the stub T-connection. In the case of traditional dimensions of the contact of the stub and the main line, this inductance is negative, which leads to an increase in the value of the resection frequency and, consequently, a deterioration of the steepness of the amplitude-frequency characteristics of the stub and filter.

The next step is to use the proposed structures in filter designs. Two designs of 3-rd order low-pass (LP) filters based on 3D ECI are proposed. The first design is implemented from single 3D ECI, the second — combined 3D ECI.

The proposed 3-rd order filter based on single 3D ECI has a much wider suppression band, and the size is 42% smaller.

The structure of the filter based on combined 3D ECI is simpler in comparison with the filter based on single 3D ECI, but the parameters are slightly worse: the length is 7.5% longer, and the cutoff frequency of the suppression band is 2.1 GHz less.

Since the results of using 3D ECI in 3-order filters gave very good results, it was further proposed to design a 5th-order filter based on 3D ECI, which has a much better selectivity compared to a traditional filter.

Designs of third and fifth order filters with 3D stubs are proposed. The peculiarities of the design of a 5-order microstrip filter with 3D stubs are considered: connection of the stub with the signal conductor by a small pattern and placement of stubs on different sides of the signal conductor (this connection

method was proposed for the first time and has a utility model of Ukraine [1]). The choice of the depth of the holes of the 3D stubs and the size of the pattern allows you to optimize the steepness and width of the suppression band of the amplitude-frequency characteristics of the filter. The filter with 3D stubs has been optimized.

For the proposed filter designs, experimental samples were created and the amplitude-frequency characteristics of real filters were obtained using a vector circuit analyzer Anritsu MS46122A ShockLine (Sincere gratitude for this opportunity to professor from Department of Theoretical Fundamentals of Radio Engineering, Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute — Viktor Naidenko and his team).

The experimental amplitude-frequency characteristics agree well with the calculated ones, which testifies to the correctness of the constructed model and calculation parameters in MWS.

The influence of the error in the production of filters on the electrical parameters of the filters was also checked. The most sensitive to production error is the bandwidth. The repeatability of the parameters was investigated by making several models.

### **The practical significance of the results:**

1. The expediency of using a one-dimensional model to calculate the characteristic in the first approximation is substantiated, which allows to reduce the modeling time and the necessary technical resources for modeling.

2. Created new design solutions for filters based on ECI, which are characterized by high selectivity;

3. A new design solution for connecting capacitive stubs is proposed, which allows to significantly reduce the parasitic connection between them.

**Keywords:** microstrip low-pass filter, capacitive stub, electromagnetic-crystal inhomogeneity, microstrip section, UHF filter

## ЗМІСТ

Перелік умовних позначень .....	14
Вступ .....	15
1 Традиційні структури мікросмужкових фільтрів. Двовимірні електромагнітнокристалічні неоднорідності .....	19
1.1 Історія винайдення електромагнітних кристалів .....	19
1.2 Фільтри нижніх частот на основі двовимірних секцій та шлейфів .....	21
1.2.1 Фільтри на основі двовимірних секцій .....	22
1.2.2 Фільтри на основі двовимірних ємнісних шлейфів .....	25
1.3 Електромагнітнокристалічні неоднорідності в шарі заземлення .....	31
1.4 Електромагнітнокристалічні неоднорідності на сигнальній поверхні ....	36
Висновки до розділу .....	37
2 Квазісосереджені реактивні елементи на основі поодиноких та суміщених тривимірних електромагнітнокристалічних неоднорідностей .....	40
2.1 Традиційні мікросмужкові квазісосереджені елементи .....	40
2.2 Ємнісні та індуктивна тривимірні неоднорідності .....	41
2.2.1 Ємнісні неоднорідності .....	41
2.2.2 Індуктивна неоднорідність .....	45
2.3 Частотні характеристики кристалоподібних квазісосереджених реактивних елементів .....	47
2.4 Суміщені кристалоподібні неоднорідності .....	50
2.5 Мікросмужкові тривимірні ємнісні шлейфи .....	52
2.5.1 Вплив паразитної індуктивності на частоту режекції шлейфа .....	55
2.5.2 Залежності частоти режекції та паразитної індуктивності 3D-шлейфа .....	58
Висновки до розділу .....	60

3 Фільтри на основі поодиноких та суміщених неоднорідностей .....	62
3.1 Фільтри на основі тривимірних електронагнітнокристалічних неоднорідностей.....	62
3.1.1 Фільтри третього порядку.....	62
3.1.2 Фільтри п'ятого порядку.....	67
3.2 Фільтри із ємнісними шлейфами .....	71
3.2.1 Фільтри третього порядку.....	71
3.2.2 Фільтри п'ятого порядку.....	75
3.2.3 Оптимізація фільтрів із тривимірними шлейфами.....	79
Висновок до розділу .....	81
4 Експериментальні дослідження.....	83
4.1 Електромагнітні кристали.....	83
4.1.1 Поодинокі та суміщені неоднорідності .....	83
4.1.2 Тривимірні шлейфи.....	84
4.2 Фільтри третього порядку.....	85
4.2.1 Фільтри на основі поодиноких неоднорідностей .....	85
4.2.1 Фільтри на основі суміщених неоднорідностей.....	86
4.3 Фільтри п'ятого порядку.....	88
Висновки до розділу .....	89
Висновки .....	91
Перелік джерел посилань .....	94
Додаток А Список публікацій здобувача за темою дисертації та відомості про апробацію результаті дисертації.....	106
Додаток Б Акт впровадження.....	109
Додаток В Розрахунок та корекція параметрів фільтра п'ятого порядку ...	110

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

1D — одновимірний (від. англ. One-dimensional):

2D — двовимірний (від. англ. Two-dimensional):

3D — тривимірний (від. англ. Three-dimensional):

DGS — неоднорідності із порушеним шаром заземлення (від. англ. Defected Ground Structures):

DMS — неоднорідність на сигнальній поверхні (від. англ. Defected Microstrip Structures);

MWS — CST Studio Suite, Microwave Studio;

PBG — фотонні кристали із забороненою зоною (від. англ. Photonic Band Gap);

АЧХ — амплітудно-частотна характеристика;

ЕК — електромагнітний кристал;

ЕКН — електромагнітнокристалічна неоднорідність;

ЗЗ — заборонена зона;

КС — кристалічна структура;

МСЛ — мікросмужкова лінія;

НВЧ — надвисокі частоти;

ФК — фотонний кристал;

ФНЧ — фільтр нижніх частот.

## ВСТУП

Сучасна проблематика радіотехніки пов'язана з інтенсивним розвитком інформаційно-телекомунікаційних радіотехнологій на основі новітніх пристроїв обробки сигналів, мікро- та наносистемної радіoeлектронної техніки. Пристрої обробки сигналів нового покоління в значній мірі базуються на штучних хвильових бар'єрних структурах, до яких належать кристалопо-дібні структури (КС) — напівпровідникові надграти для квантово-механічних хвиль, фотонні кристали (ФК) для електромагнітних хвиль радіо- та оптичного діапазонів [2, 3], фононні кристали для акустичних хвиль. ФК для електромагнітних хвиль радіо діапазону отримали назву електромагнітних кристалів (ЕК) [4].

КС мають унікальні спектральні властивості, обумовлені формуванням зон заборонених і дозволених енергій для електронів, фотонних і фононних заборонених і дозволених зон. У КС пропускання хвиль обумовлене резонансним проходженням в дозволених зонах і тунелюванням в заборонених [5]. Ці ефекти забезпечують гранично можливий діапазон управління хвилями: від повного пропускання до майже повного непропускання. У КС досягається висока локалізація поля. Підвищення локалізації поля відповідає підвищенню вибірності і є фундаментальною задачею для пристроїв обробки сигналів [6].

До важливих резонансних ефектів відноситься також резонансна локалізація хвиль, що відбувається в дисперсивному середовищі, обмеженому з двох сторін напівнескінченими реактивними середовищами. У реактивному середовищі хвильове число уявне, у результаті хвиля не поширюється, її амплітуда експоненційно (без розсіювання енергії) зменшується. Як резонансне проходження, так і резонансна локалізація зумовлені формуванням у структурі резонансної стоячої хвилі.

Мікросмужкові ЕК, а також окремі ЕК-неоднорідності (ЕКН) у вигляді двовимірних отворів різної форми в мікросмужковому провіднику або в металізованій поверхні дозволяють покращити характеристики пристроїв радіодіапазону.

Традиційні ЕКН двовимірні. Запропоновані тривимірні ЕКН забезпечують істотне розширення діапазону еквівалентного хвильового імпедансу в порівнянні з традиційними мікросмужковими структурами і двовимірними ЕКН. Такому розширенню відповідає значне підвищення ефективності ЕКН і, як наслідок, суттєве підвищення частотної вибірності.

Основні матеріали дисертації викладено в [7–23].

В розділі 1 розглянуто роботи присвячені розробці традиційних мікросмужкових фільтрів [24–28] та з використанням ЕКН [29–34]. Проаналізовано особливості конструкцій та характеристик ЕКН. Звернуто увагу на причини, що обмежують зонну ефективність та частотну вибірковість ЕКН. На основі виконаного огляду сформульовано задачі дослідження.

В розділі 2 запропоновано конструкції квазісосереджених реактивних елементів на основі ЕКН з істотним збільшенням значень реактивностей в порівнянні з традиційними мікросмужковими структурами. Виконано порівняння характеристик тривимірних (3D) ЕКН та традиційних структур.

В розділі 3 запропоновано та досліджено конструкції фільтрів на основі поодиноких та суміщених 3D ЕКН. Виконано комп'ютерне моделювання фільтрів на основі 3D ЕКН. Запропоновано конструкції фільтрів на основі розімкнутих 3D ЕКН шлейфів.

4 розділ присвячений дослідженню конструкцій поодиноких ЕКН, ЕК на основі суміщених неоднорідностей, фільтрів на основі поодиноких, суміщених 3D ЕКН та фільтрів із ємнісними шлейфами. Наведено результати експериментальним досліджень. Виконано порівняння результатів моделювання та експериментальних досліджень.



### **Актуальність:**

Мікросмужкові пристрої широко застосовуються в радіоелектронних системах різного призначення. У напрямі мікросмужкових пристроїв працює багато вчених, серед них відзначимо відомі роботи академіка М. Ю. Ільченка [35–38], д.т.н. А. В. Захарова [37, 38], Jia-Sheng Hong [39–41], Michael J. Lancaster [39, 42], Jin-Kun Xiao [43], M. S. Bhuiyan [44].

Останнім часом спостерігається бурхливий розвиток радіоелектронних систем різного призначення, зокрема телекомунікаційних. Сучасні вимоги потребують постійного підвищення вибіркової та зменшення масогабаритних параметрів пристроїв. Один з напрямів розвитку мікросмужкових пристроїв — використання електромагнітних кристалів (ЕК) та електромагнітнокристалічних неоднорідностей (ЕКН). Відомі ЕКН двовимірні (2D), що, як показано в дисертації, суттєво обмежує можливості таких структур.

В дисертації запропоновано реактивні елементи на основі тривимірних (3D) ЕКН та фільтри на їхній основі. При однакових розмірах 3D та 2D ЕКН, перші забезпечують істотне (в 1,5...4 рази) збільшення значень реактивностей, а при заданих значеннях реактивностей 3D ЕКН дозволяють суттєво зменшити розміри пристроїв. Дослідження характеристик 3D ЕКН, розробка та дослідження характеристик пристроїв обробки сигналів на їхній основі направлені на суттєве підвищення вибіркової та зменшення масогабаритних параметрів.

**Мета і завдання роботи:** Метою є суттєве покращення параметрів фільтрів за допомогою використання запропонованих 3D ЕКН. Вивчення властивостей 3D ЕКН та розробка частотних фільтрів на їх основі

Роботу спрямовано на вирішення таких завдань:

- 1) обґрунтування можливості реалізації квазізосереджених елементів на основі ЕКН, порівняння 2D та 3D ЕКН;
- 2) порівняння результатів одновимірного (1D) та 3D моделювання;

- 3) розробка суміщених ЕКН, що поєднують в собі індуктивний та ємнісний елемент;
- 4) розробка одновимірної та візуальних комп'ютерних моделей;
- 5) комп'ютерне моделювання складних 3D ЕКН ;
- 6) комп'ютерні та експериментальні дослідження фільтрів на основі 3D ЕКН, створених на основі запропонованих 3D ЕКН;
- 7) натурні експериментальні дослідження експериментальних зразків фільтрів на основі 3D ЕКН.

**Об'єкт дослідження:** тривимірні електромагнітнокристалічні неоднорідності як квазісосереджені реактивні елементи та частотні фільтри на їхній основі.

**Предмет дослідження:** частотні характеристики фільтрів

**Методи дослідження:** апарат теорії ліній передачі, методи комп'ютерного моделювання та комп'ютерного експерименту в середовищах Mathcad та CST Studio Suite (інструмент Microwave Studio, (MWS)). Вимірювання експериментальних характеристик виконано векторним аналізатором кіл Anritsu MS46122A ShockLine. Автор висловлює щирю вдячність професору кафедри теоретичних основ радіотехніки КПІ ім. Ігоря Сікорського Найденку В. І. та співробітникам його групи за надану можливість експериментальних досліджень.

# **1 ТРАДИЦІЙНІ СТРУКТУРИ МІКРОСМУЖКОВИХ ФІЛЬТРІВ. ДВОВИМІРНІ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОКРИСТАЛІЧНІ НЕОДНОРІДНОСТІ**

## **1.1 Історія винайдення електромагнітних кристалів**

В кінці 80-х років Eli Yablonovitch та Sajeev John було вперше запропоновані ФК. Такі структури утворені періодичною варіацією матеріалів з різними діелектричним константами (показниками заломлення), що спричиняє появу забороненої зони (ЗЗ) в певному напрямку або в усіх напрямках. З моменту їх відкриття у 1987 році С. Джоном та Е. Яблоновічем про них ведеться значна дискусія. Все почалося із С. Джона, котрий вивчав локалізацію електромагнітних хвиль в діелектричних матеріалах із характеристиками, порівнянними з довжиною хвилі [3], тоді як Е. Яблонович досліджував заборонене спонтанне випромінювання атома в діелектричних дзеркалах [2]. З тих пір з'явилося дуже багато сфер застосування ФК таких як фільтри, лазери, оптичні волокна тощо [45-49].

З середини 90-х років почалися розробки ФК [50, 51] в радіодіапазоні. Спочатку такі структури використовувалися для моделювання і дослідження властивостей оптичних ФК, які були складні в конструктивно-технологічному відношенні [52] і були виконані масштабуванням структури оптичного діапазону. Аналогія поперечних електромагнітних хвиль оптичного діапазону і квазіпоперечних хвиль (квазі-ТЕМ хвиль) в коаксіальних лініях та мікросмужкових лініях, а також передумови появи таких структур, сприяли інтеграції термінів оптичного діапазону в НВЧ-діапазон. Так, для ФК радіодіапазону був введений термін ЕК (проте деякі автори продовжують використовувати аббревіатуру PBG [53]), а термін ЗЗ почали використовувати для позначення смуг подавлення амплітудно-частотних характеристик (АЧХ) пристроїв на їх основі.

На рис. 1.1, а наведено металевий 3D ЕК [54], який має тетрагональну структуру, кристалічна комірка утворена металевими брусками суміжних шарів (розміри бруска: ширина 0,8 мм, товщина 2,5 мм, довжина 120 мм, відстань між центрами суміжних паралельних брусків 7,6 мм). 33 такого ЕК розташована в діапазоні від 0 до 20 ГГц. ЕК, наведений на рис. 1.1,б [55], утворений діелектричними стрижнями, розташованими між провідними площинами.

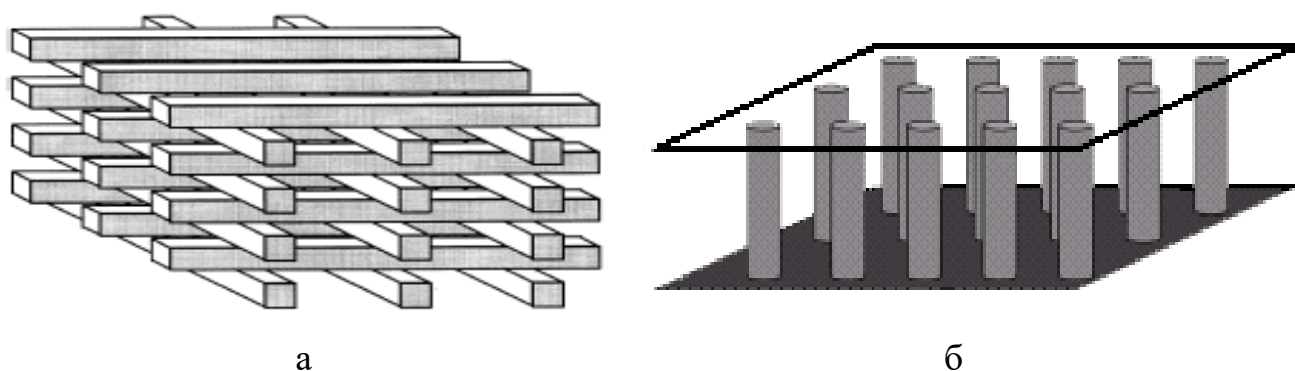


Рисунок 1.1 — Перші ЕК для радіодіапазону

Такі структури було запропоновано використовувати для основ планарних антен задля підвищення їх ефективності, відбивачів для забезпечення широкої і глибокої смуги подавлення, пристроїв фільтрації для збільшення вихідної потужності і коефіцієнта корисної дії підсилювачів, об'ємних резонаторів. Серед недоліків систем, складність виконання та великі розміри по відношенню до довжин хвиль. Для зменшення розмірів було запропоновано використання металодіелектричних конструкцій [56].

Наприкінці 90-х почались дослідження таких структур, які можуть бути включені в регулярні планарні лінії. Основоположником в цьому напрямі вважається Tatsuo Itoh з Університету Каліфорнії в Лос-Анджелесі, який, використовуючи цю аналогію, запропонував сформувати ЕК на основі мікросмужкових ліній (МСЛ) [57].

Цей ЕК складався з періодичних висвердлених наскрізних отворів [58] в основі МСЛ з можливістю заповнення їх різними матеріалами або повітрям (рис. 1.2).



Рисунок 1.2 — ЕК на основі МСЛ запропонованої Татсуо Іто

Зонний характер у ФК обумовлений наявністю шарів з різними показниками заломлення, а в ЕК дозволені і ЗЗ формуються в результаті багатократного відбиття електромагнітних хвиль від меж неоднорідностей, створених в регулярній МСЛ. На відміну від традиційних неоднорідностей МСЛ ЕКН суттєво в більшій мірі впливають на хвилю [59].

## **1.2 Фільтри нижніх частот на основі двовимірних секцій та шлейфів**

Найпростішим аналогом ЕКН вважаються традиційні МСЛ у вигляді широких та вузьких відрізків смужкового провідника. Значення їх хвильового імпедансу варіюється в межах 20 — 100 Ом, що обумовлено конструкторсько-технологічними обмеженнями виготовлення мікросмужкової лінії [59].

### 1.2.1 Фільтри на основі двовимірних секцій

Фільтри на основі МСЛ мають багато переваг, наприклад, дуже низькі вносимі втрати, легкість у виготовленні і компактний розмір. Таким чином збільшуючи діапазон застосування в НВЧ приладах і приладах мобільного зв'язку.

Загальна структура МСЛ наведена на рис. 1.3 провідникова лінія (мікросмужкова лінія) із шириною  $w$  і товщиною  $t$  знаходиться на верхній частині діелектричної основи, яка має відносну діелектричну проникність  $\epsilon_r$  і товщину  $h$ , під діелектричною основою знаходиться шар заземлення, яка також є провідниковою.

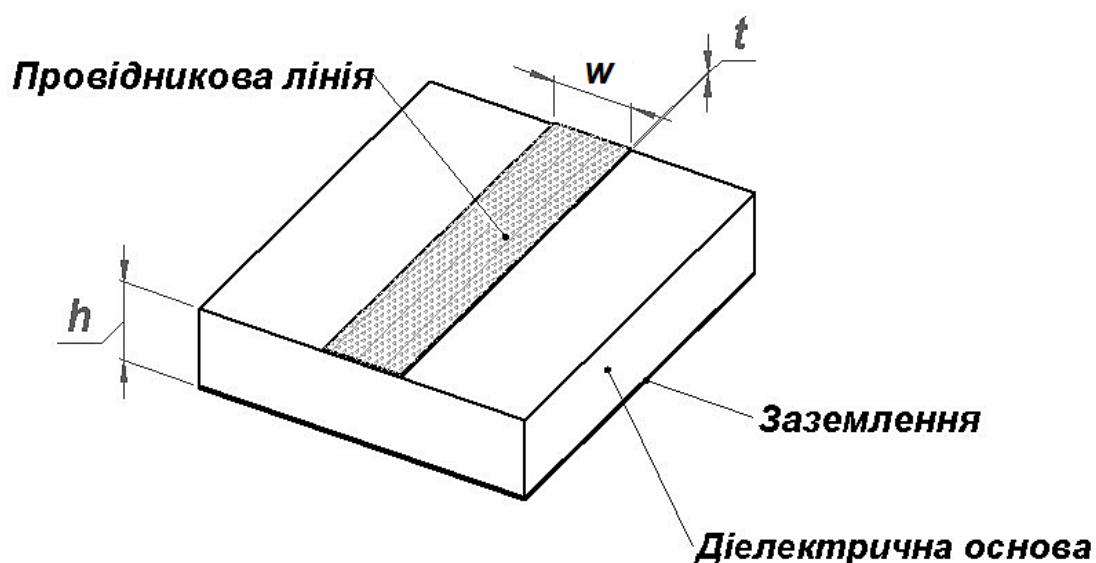


Рисунок 1.3 — Структура МСЛ

Мікросмужкові компоненти, які часто зустрічаються в конструкціях мікросмужкових фільтрів, можуть включати в себе зосереджені індуктивності і ємності, квазізосереджені елементи (такі як короткі лінії, шлейф) і резонатори. Вибір окремих компонентів може залежати в основному від типу фільтру, технології виготовлення, прийнятних втрат, робочої частоти тощо.

Мікросмужкові короткі лінії і шлейфи, фізичні довжини яких менші, ніж чверть довжини хвилі  $\lambda$ , при якій вони працюють, є найбільш пошире-

ними компонентами для наближення до НВЧ-реалізації зосереджених елементів в мікросмужкових фільтрах, і називаються казізосередженими елементами. Традиційно квазізосередженні відрізки ємності та індуктивності уявляють собою широкий (низькоімпедансний) та вузький (високоімпедансний) провідник. Послідовність таких провідників, дає змогу створити НВЧ фільтр із необхідними параметрами.

В загальному випадку, конструювання мікросмужкового фільтра передбачає вибір фільтру прототипу, пульсацій в полосі пропускання, частоту пропускання та кількість реактивних елементів всі ці параметри обираються у відповідності до необхідної характеристики фільтру.

На рис. 1.4,а наведено загальну структуру мікросмужкового фільтра нижніх частот (ФНЧ), в якому використовують каскадну структуру — чергування високо- і низькоімпедансних відрізків, така структура утворює  $L$ - $C$  ланцюг, на рис. 1.4,б наведено еквівалентну схему такої структури [39]. Приклад класичної топології ФНЧ третього порядку наведено на рис. 1.5 [39].

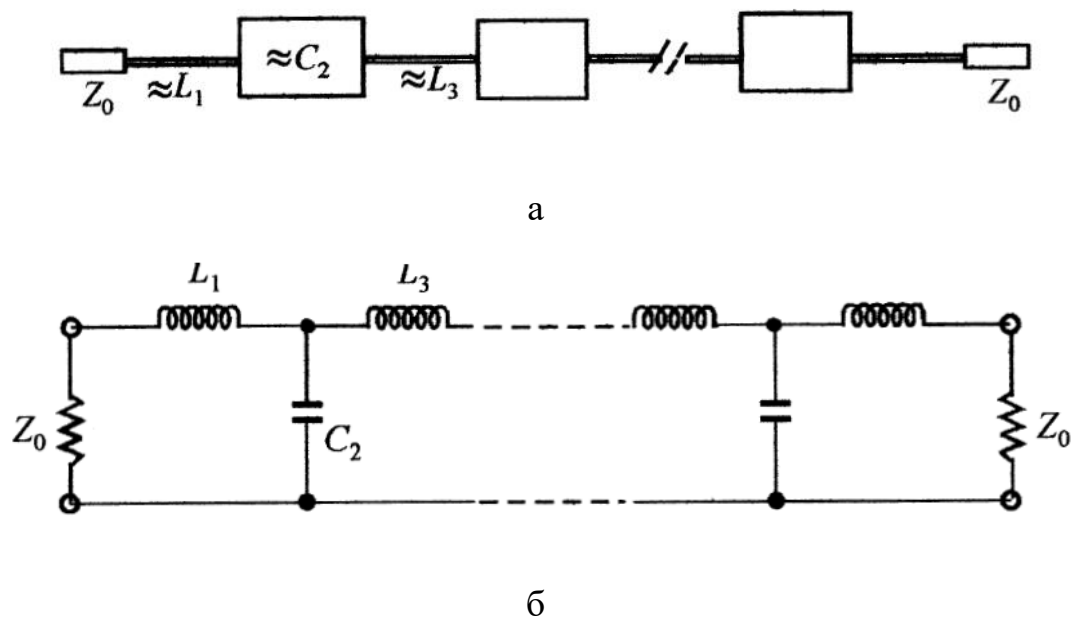


Рисунок 1.4 — Структура (а) та еквівалентна схема традиційних мікросмужкових НЧ фільтрів [39]

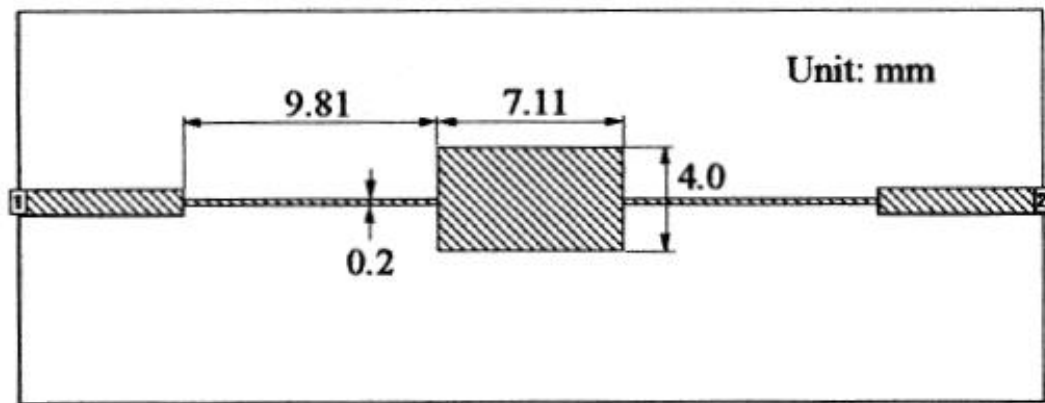


Рисунок 1.5 — Класична топологія мікросмужкового ФНЧ третього порядку [39]

Ще один приклад мікросмужкового фільтра наведено на рис. 1.6 [60]. Параметри фільтра: фільтр Чебишова п'ятого порядку; рівень пульсацій 0,1 дБ, вхідний імпеданс  $Z_0 = 50$  Ом;  $f_c = 2$  ГГц; імпеданси індуктивності та ємності дорівнюють 100 та 24 Ом відповідно; матеріал діелектричної основи *FR-4* із діелектричною проникністю  $\epsilon_r = 4,4$  та товщиною  $h = 0,8$  мм; ширина елементів  $L_1$ ,  $L_2$  та  $L_3$  становить 0,35 мм; довжини елементів  $L_1$ ,  $L_2$  та  $L_3$  становлять 6,79, 15,02 та 6,79 мм відповідно; ширина елементів  $C_1$  та  $C_2$

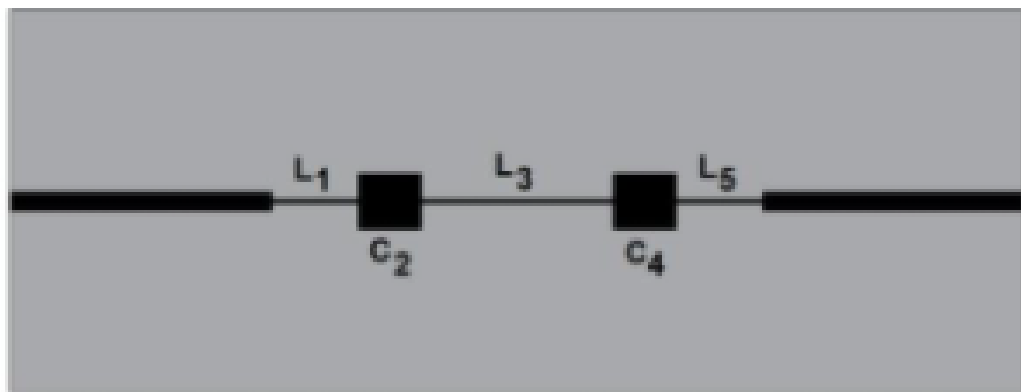


Рисунок 1.6 — Конструкція ФНЧ Чебишова п'ятого порядку [60]  
становить 4,41 мм; довжина  $C_1$  та  $C_2$  становить 5 мм [60].

Автори [60] проводили моделювання Ansoft HFSS v13. Параметри АЧХ: рівень пульсацій в смузі пропускання близько 1 дБ;  $f_c = 2,54$  ГГц частота мінімуму  $f_{\min} \approx 4,5$  ГГц, мінімум рівня подавлення  $H_{\min} \approx -18$  дБ.



Задля збільшення реактивності індуктивних елементів МСЛ, використовують більш складні варіанти топології (рис. 1.7) [39, 60].

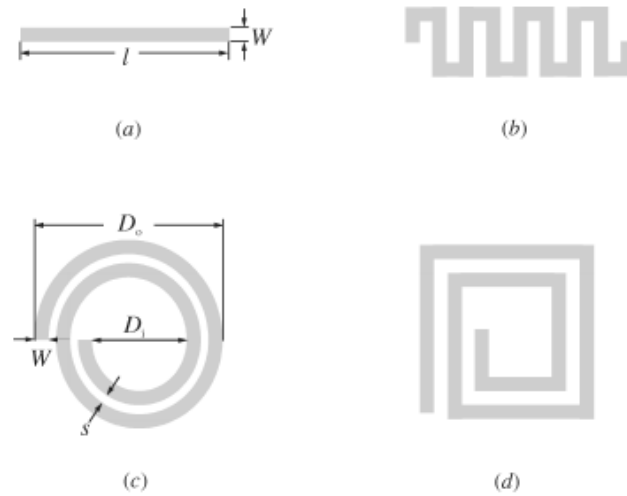


Рисунок 1.7 — Варіанти топології індуктивної МСЛ [39]

Такі конфігурації топології (рис. 1.7) дозволяють отримати більші значення хвильових імпедансів. Прямолінійні ділянки є найпростішою формою індуктивності, як правило використовуються для низьких значень індуктивності (до 3 нГн), тоді як спіральні (круглої або прямокутної форми) можуть забезпечити більш високі значення індуктивності (до 10 нГн) [39].

### 1.2.2 Фільтри на основі двовимірних ємнісних шлейфів

Традиційний вигляд двовимірного мікросмушкового ємнісного шлейфа наведено на рис. 1.8 [62]. Довжина шлейфа  $l_1 < \lambda / 4$ .

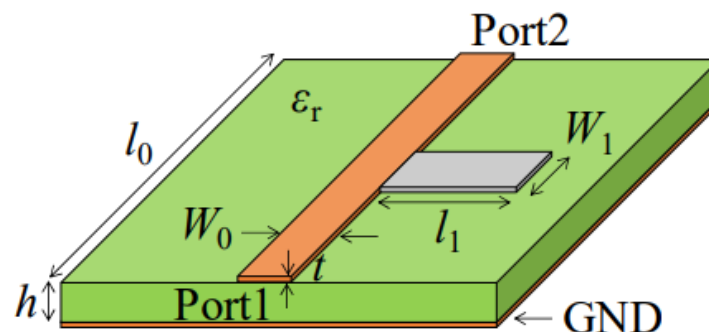


Рисунок 1.8 — Конструкція секції двовимірної чвертьхвильового ємнісного шлейфа [62]

Доволі часто квазізосереджену ємність виконують як мікросмушкову секцію основної лінії із широким сигнальним провідником або як розімкнутий (ємнісний) шлейф, з'єднаний з основною лінією [63, 64], котрі як правило використовують для реалізації узгодження. Особливістю таких шлейфів є отримання довільних значень ємності та індуктивності, за рахунок коротко замкнутого чи розімкнутого з'єднання, що забезпечує виконання узгодження комплексного навантаження [65].

Використання таких шлейфів в конструкціях фільтрів дозволяють проектувати фільтри із режекцією. При використанні традиційної конструкції (рис. 1.8), максимальний рівень подавлення сягає близько  $-40$  дБ, при зміні параметра  $W_1$  змінюється ширина смуги режекції [39, 62]. Аби підібрати необхідну частоту режекції з'єднання шлейфу із МСЛ виконують за допомогою індуктивної секції (позначено червоним кольором на рис. 1.9) [62].

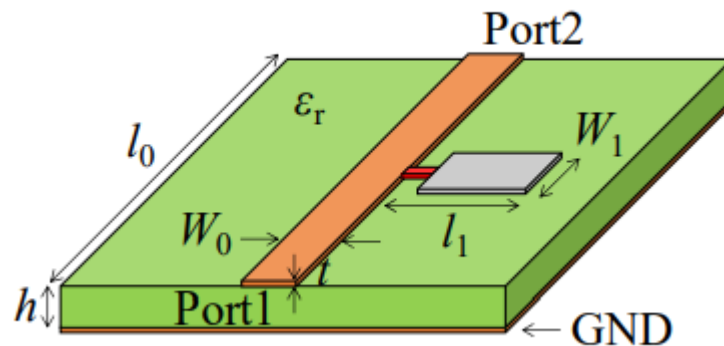


Рисунок 1.9 — Конструкція секції ємнісного шлейфа із з'єднанням через індуктивну секцію [62]

На сьогодні вже запропоновано безліч варіантів топології мікросмушкових шлейфів, основні конфігурації наведено на рис. 1.10 [62]. В загальному випадку можна виділити дві основні топології прямокутну та радіальна.

Кожна з наведених топологій має свої переваги та недоліки, проте, при цьому значення рівня подавлення все одно не перевищує  $-45$  дБ (при використанні радіального шлейфа (рис 1.10,f))

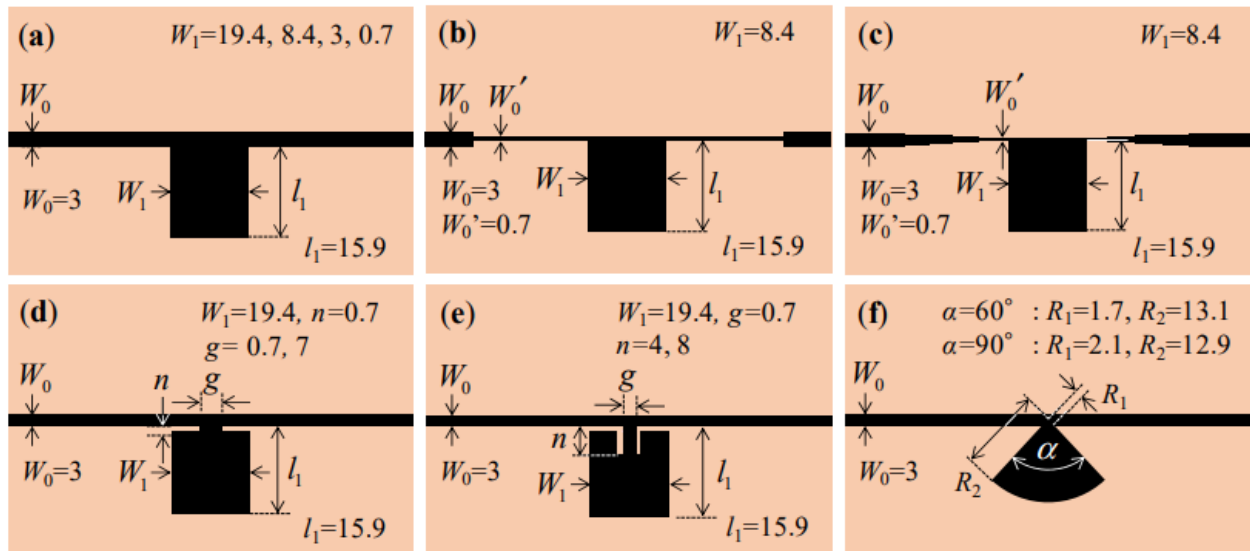


Рисунок 1.10 — Варіанти конструкцій мікросмушкових чвертьхвильових ємнісних шлейфів [62]

На основі наведених на рис. 1.10 секцій вченими спроектовано та запропоновано безліч варіантів конструкцій фільтрів. Один з них наведено на рис. 1.11 [60]. Параметри фільтра: порядок фільтра  $n = 5$ ; рівень пульсацій 0,1 дБ, вхідний імпеданс  $Z_0 = 50$  Ом;  $f_c = 2$  ГГц; матеріал діелектричної основи FR-4 із діелектричною проникністю  $\epsilon_r = 4,4$  та товщиною  $h = 0,8$  мм; ширина елементів  $L_1$ ,  $L_2$  та  $L_3$  становить 0,35 мм; довжини елементів  $L_1$ ,  $L_2$  та  $L_3$  становлять 8,36, 19,33 та 8,36 мм відповідно; ширина елементів  $C_1$  та  $C_2$  становить 4,41 мм; довжина  $C_1$  та  $C_2$  становить 3,11 мм [60]. Параметри АЧХ: рівень пульсацій в смузі пропускання близько 1 дБ;  $f_c = 2,74$  ГГц частота мінімуму  $f_{\min} \approx 4,1$  ГГц, мінімум рівня подавлення  $H_{\min} \approx -10$  дБ. Як видно з параметрів в запропонованій конструкції наявність шлейфових секцій не має позитивного впливу на параметри фільтра. Можна зробити припущення, що авторами не вірно підібрані або розраховані параметри елементів МСЛ. Оскільки очікуваним результатом було отримати мінімум рівня подавлення менший ніж для фільтра на рис. 1.6.

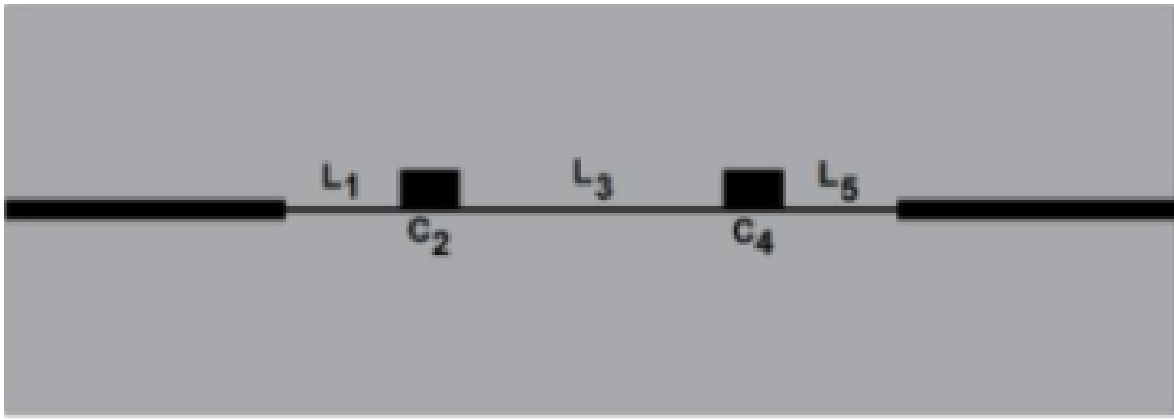
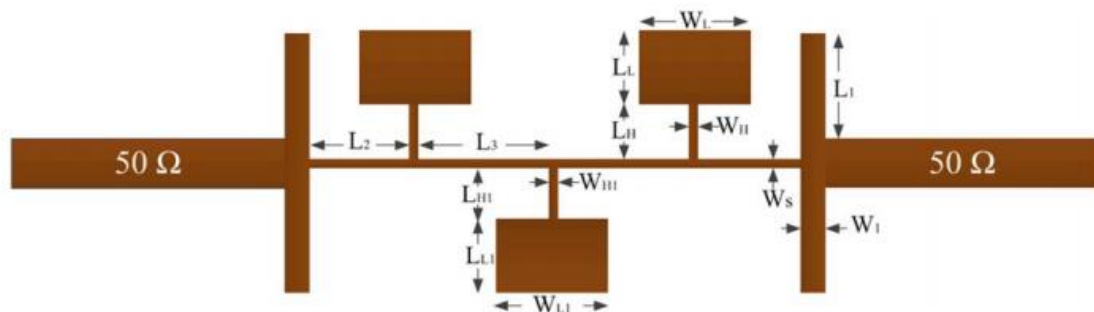


Рисунок 1.11 — Фільтр п'ятого порядку із ємнісними шлейфами [60]

Розглянемо конструкцію фільтра із ємнісними шлейфами, підключення котрих здійснено через індуктивний відрізок, конструкцію фільтра наведено на рис. 1.12 [66]. Матеріал діелектричної основи RT/Duriod 6002 із діелектричною проникністю  $\epsilon_r = 2,94$  та товщиною  $h = 0,127$  мм. мінімум рівня подавлення  $H_{\min} \approx -70$  дБ (при моделюванні) та  $\approx -55$  дБ (в дослідного зразка).



В [61] запропонована конструкція наведена на рис. 1.13, даний фільтр є розробкою для систем медичного призначення. Параметри фільтра: матеріал діелектричної основи RT Duroid 5880 із  $h = 0,254$  мм; топологія наведена на рис. 1.12;  $W_0 = 0,75$  мм;  $W_s = 0,7$  мм;  $W_1 = 0,05$  мм;  $W_2 = 3,4$  мм;  $L_{S1} = 3$  мм;  $L_{S2} = 4,65$  мм;  $L_{S3} = 3,15$  мм;  $L_{S4} = 3,65$  мм;  $L_{S5} = 2,3$  мм;  $L_1 = 4,2$  мм;  $L_2 = 8,2$  мм;  $g_1 = g_2 = 0,25$  мм;  $g_3 = 0,3$  мм. Імпеданс ємності, індуктивного шлейфу (індуктивність в формі меандру) та індуктивності становлять 20,2; 170 та 96 Ом відповідно. Шлейфи складено в прямокутну спіральну форму, для зменшення розмірів фільтра та задля збільшення значення імпедансу. Довжина та ширина фільтра складають 18 та 3,75 мм відповідно.

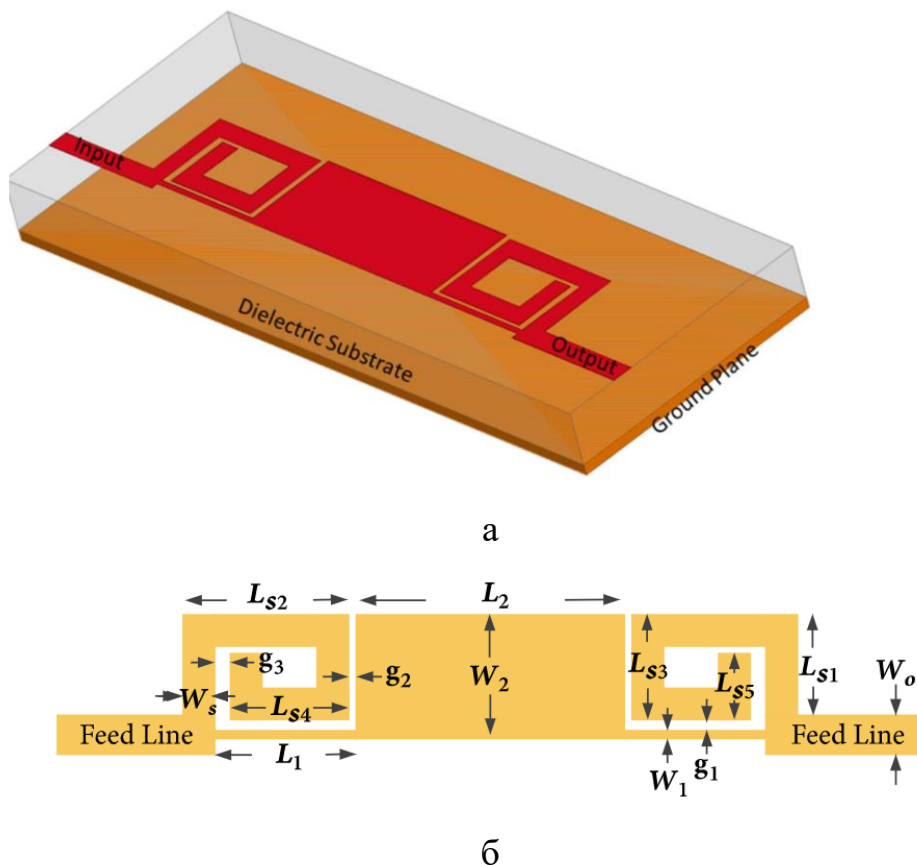


Рисунок 1.13 — Конструкція ФНЧ для медичних систем [61]

Смуга пропускання ФНЧ (рис. 1.13) становить 1,5 ГГц, мінімум коефіцієнта подвлення  $-20$  дБ [61]. Головним недоліком даної конструкції є велика кількість елементів топології, при не великих похибках виробництва

— ми отримуємо великий вплив на вихідну характеристику. Проте, за рахунок спіральної будови індуктивних шлейфів, авторам вдалося отримати імпеданс шлейфу аж в 170 Ом, що є дуже гарним результатом для таких двовимірних структур.

Як видно з огляду головними недоліками традиційних мікросмушкових фільтрів є:

1. Обмежений діапазон хвильових імпедансів, який складає приблизно 20 ...100 Ом;
2. Наявність паразитних параметрів при переході від вузької МСЛ до широкої та навпаки [39];
3. Для покращення параметрів АЧХ необхідно збільшувати порядок фільтра, що призводить до збільшення масо-габаритних параметрів.
4. Для збільшення діапазону імпедансів необхідно ускладнювати топологію;

Окрім використання простих (традиційних) елементів, вченими усього світу досі активно ведуться дослідження із геометрією (конфігурацією) провідникової лінії, для покращення характеристик пристроїв обробки сигналів, зменшення впливу паразитних параметрів в місцях переходу від тонкого провідника ( $L$ ) до широкого ( $C$ ) і навпаки [39]. Саме тому сьогодні вченими всього світу активно досліджуються структури із наявністю неоднорідностей.

Аби задовольнити вимоги більшості сучасних пристроїв необхідні фільтри із якомога більшим рівнем подавлення. Для забезпечення високої функціональності важливу роль відіграє також розмір або компактність компонентів.

Саме через такі завдання перед інженерами та дослідниками, які працюють в області НВЧ, зараз активно розвиваються такі різновиди мікросмушкових структури як [67–69]:

- структури із порушеним шаром заземлення (Defected Ground Structures (DGS)) [44].
- структури із неоднорідностями на сигнальній поверхні (Defected Microstrip Structures (DMS)).

На рис. 1.14 представлено типові ЕКН [59].

Існує декілька варіантів виконання неоднорідностей в ЕК на основі мікросмужкової лінії: у верхньому сигнальному шарі (традиційна мікросмужкова технологія) або в нижньому шарі заземлення, у діелектричній основі.

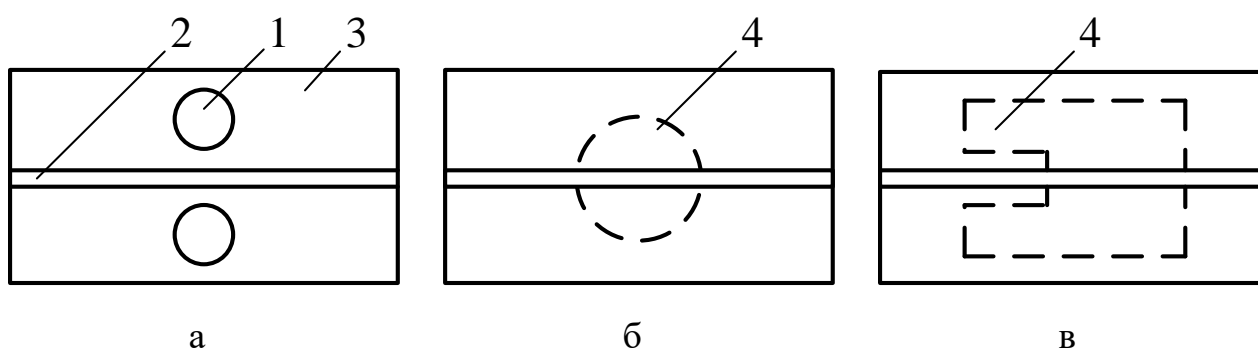


Рисунок 1.14 — Типові ЕКН у вигляді висвердлених наскрізних (а) та витравлених у шарі заземлення (б, в) DGS: 1 — наскрізний отвір; 2 — смужковий провідник; 3 — діелектрична основа; 4 — ненаскрізний отвір [59]

Розглянемо такі структури докладніше в наступних підрозділах.

### 1.3 Електромагнітнокристалічні неоднорідності в шарі заземлення

DGS — це різновид ЕК [67] із порушеним шаром заземлення, за рахунок чого з'являється можливість змінювати імпеданс елементів МСЛ. Детальніше про розвиток DGS описано в [68, 69].

DGS активно використовуються аналогових та цифрових пристроях (антени, фільтри, генератори, підсилювачі змішувачі, відбивачі, датчик тощо).

На рис. 1.15 наведено конструкцію поодинокі DGS [44, 67]. Діелектрична основа виконана з матеріалу TACONIC з товщиною  $h = 1,57$  мм; діелектрична проникність  $\varepsilon_r = 10$ . Конструктивні параметри: ширина сигнального провідника  $w = 1,46$  мм; довжина вирізу під сигнальним провідником  $g = 0,2$  мм, параметри  $a$  та  $b$  наведені в табл. 1.1. В залежності від параметрів  $a$  та  $b$  основні точки АЧХ (табл. 1.1) [67], де  $f_c$  — частота зрізу, ГГц;  $T_{\min}$  — мінімум коефіцієнта проходження, дБ;  $f_{\min}$  — частота мінімуму коефіцієнта проходження, ГГц.

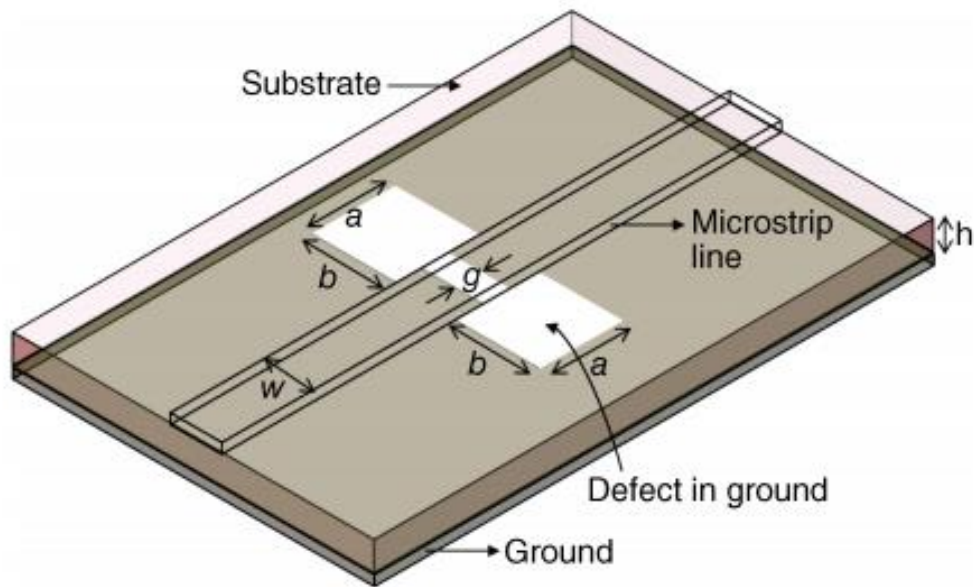


Рисунок 1.15— Конструкція поодинокі DGS [44]

Таблиця 1.1 — Параметри DGS (на рис. 1.15)

$a$ , мм	$b$ , мм	$f_c$ , ГГц	$T_{\min}$ , дБ	$f_{\min}$ , ГГц
1,3	1,3	10,15	-35	11,6
2,5	2,5	6,085	-33	7,44
4,6	4,6	3,62	-31	4,88

Як видно з даних в табл. 1 зміна геометричних розмірів вирізів (неоднорідностей) в шарі заземлення суттєво впливає на частоту та значення коефіцієнта проходження.



На сьогодні вченими запропоновано безліч варіантів та геометрії неоднорідностей для DGS (рис. 1.16) [44].

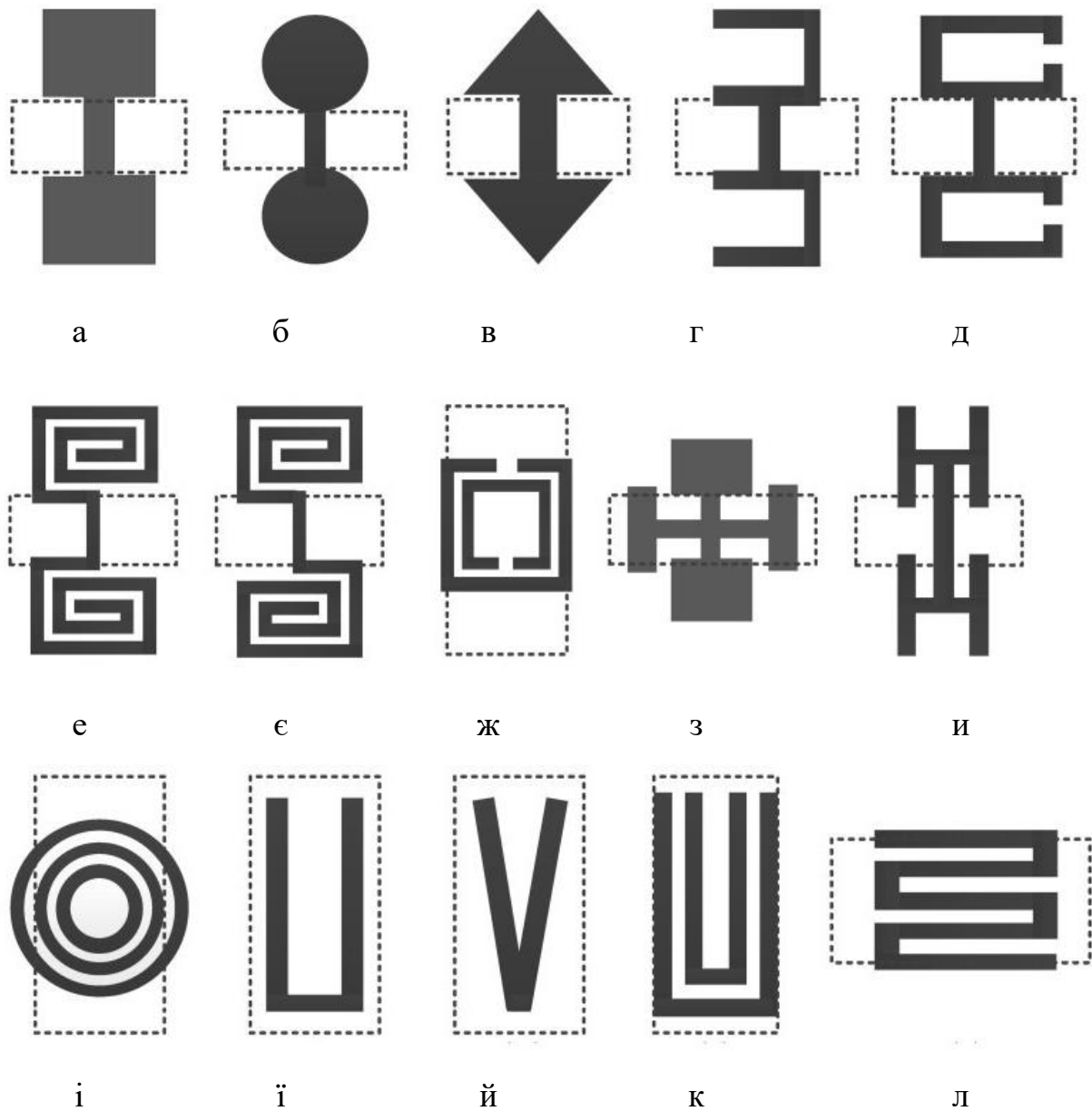


Рисунок 1.16 — Варіанти геометрії поодиноких неоднорідностей *DGS*.

МСЛ — пунктирна лінія, неоднорідність — зафарбована зона [67]

Неоднорідність на рис. 1.16,а вже розглянуто вище і була запропонована в [67], неоднорідності рис. 1.16,б–е та рис. 1.16,и (гантель, стрілоподібна, П-подібна, розірване кільце, спіральна та Н-подібна відповідно) запропоновані в [70], неоднорідності рис. 1.16,є–ж (спіральна із віддзеркаленим підходом та роздільно-кільцевий резонатор) запропоновані в [71],



боти на більш високих частотах. Найменший розмір довжина) фільтра який було досягнуто в [76] становить 41,12 мм. Як видно з рис. 1.17 в запропонованій конструкції фільтра використовується неоднорідність роздільно-кільцевий резонатор (рис. 1.16,ж).

Таке послідовне підключення 5 секцій дозволило збільшити прямокутність АЧХ та отримати рівень подавлення  $-45$  дБ.

Ще один приклад *DGS* фільтра наведено на рис. 1.18 [44]. В даній конструкції застосовано послідовне підключення неоднорідності з рис. 1.16,а.

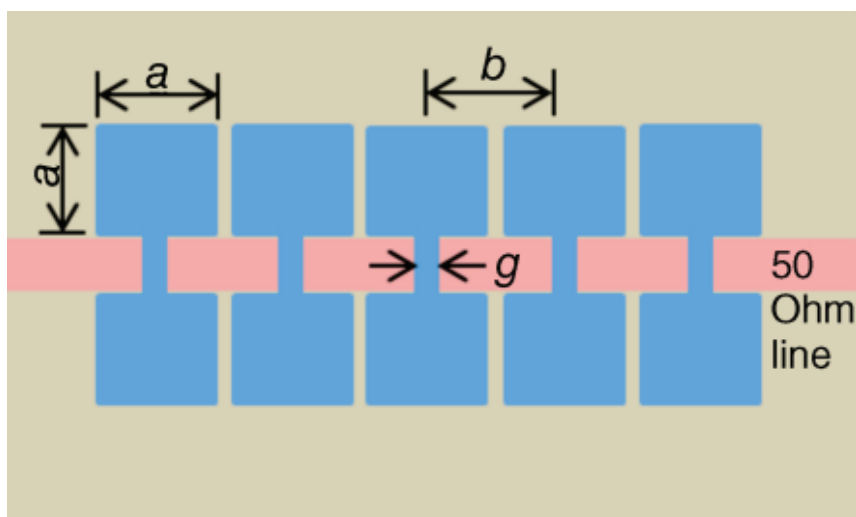


Рисунок 1.18— Конструкція *DGS* фільтра на основі неоднорідності з рис. 1.16,а [44]

З розглянутих конструкцій можна зробити висновок, що використання неоднорідностей в шарі заземлення дозволяє отримати кращі характеристики фільтра, проте збільшує розміри самого фільтра. Один із методів мініатюризації *DGS* фільтрів є використання П-подібної будови, конструкцію наведеної на рис. 1.19 [6]. Варто звернути увагу на те, що неоднорідності під індуктивними провідниками в шарі заземлення забезпечують збільшення реактивності індуктивних елементів. ФНЧ на рис. 1.19 забезпечує рівень подавлення в  $-40$  дБ, також як показано в [6] використання неоднорідностей в шарі заземлення дозволило збільшити селективність фільтра та зменшити

рівень пульсацій в смузі пропускання з 1,72 дБ (без неоднорідностей) до 0,2 дБ (з неоднорідністю в шарі заземлення).

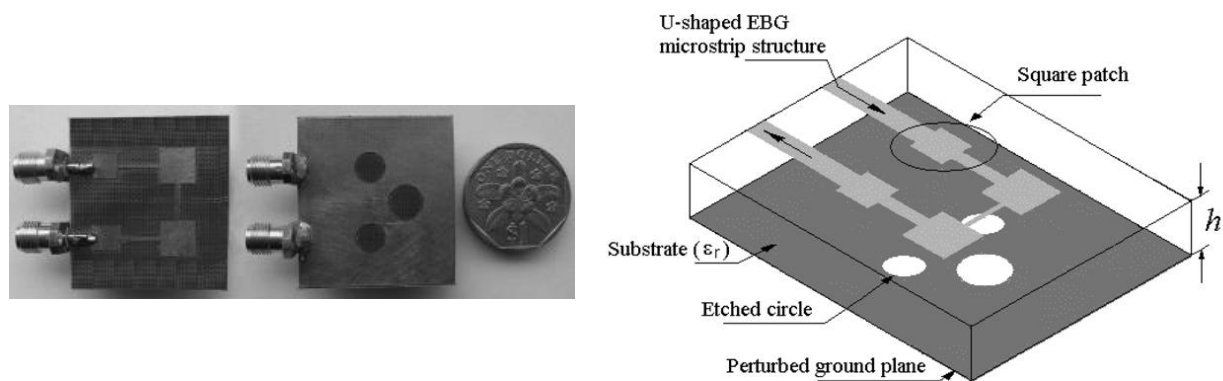


Рисунок 1.19 — Конструкція П-подібного ФНЧ [6]

В усіх запропонованих конструкціях, використовуються лише двовимірні неоднорідності (тобто порушення лише провідникового шару) тому розміри пристроїв розроблених та запропонованих іншими авторами є більшими, а максимальний рівень подавлення отриманий при використанні DGS становить –45 дБ.

#### 1.4 Електромагнітнокристалічні неоднорідності на сигнальній поверхні

Ще один різновид структур із неоднорідностями, котрий використовується — є структури із неоднорідностями на сигнальній поверхні DMS [78]. DMS схожі на spurline-структури — структури з відгалуженими ділянками сигнального провідника. DMS забезпечують більшу еквівалентну індуктивність. У [78] наведено простий і точний метод знаходження нових зменшених розмірів традиційних ліній з неоднорідностями в мікросмужковій структурі.

DGS збільшують замкнений контур для проходження струму, що означає селективні властивості цих структур. Однак, щілини в нижньому металізованому шарі погіршують екранування. У порівнянні із DGS, у DMS не

порушується шар заземлення, а отже не погіршується параметри екранування [79]. На рис. 1.20 [79] показано варіанти конструкцій DMS.

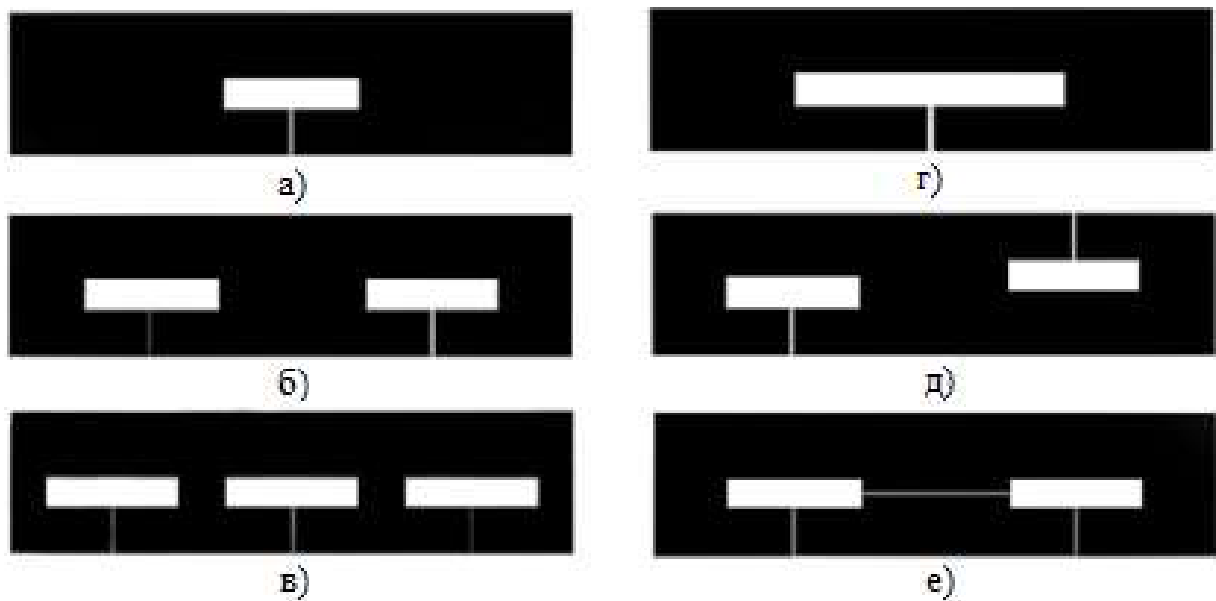


Рисунок 1.20— Варіанти DMS [79]

DMS структури не забезпечують такі показники ефективності як DGS, через що, для покращення характеристик фільтра доволі часто при проектуванні ФНЧ використовують комбінацію DMS та DGS.

### Висновки до розділу

Відомі ЕКН конструктивно обмежені лише однією площиною, що в свою чергу обмежує їх ефективність. Перехід до об'ємної конструкції значно розширює можливі конструктивні рішення і ефективність ЕК, у тому числі і дозволить реалізувати неоднорідності із більшими діапазоном імпедансів.

В [77] було запропоновано перехід від відомих рішень до тривимірних неоднорідностей (рис. 1.21,б–ж). Що значно збільшило діапазон імпедансів, і дало змогу чітко розділити ємнісні неоднорідності — на низькоімпедансні, індуктивні — високоімпедансні. Таким чином граничні значення імпедансів виглядають так (рис. 1.22) [77], де  $\rho = Z_{\text{макс}}/Z_{\text{мін}}$ .

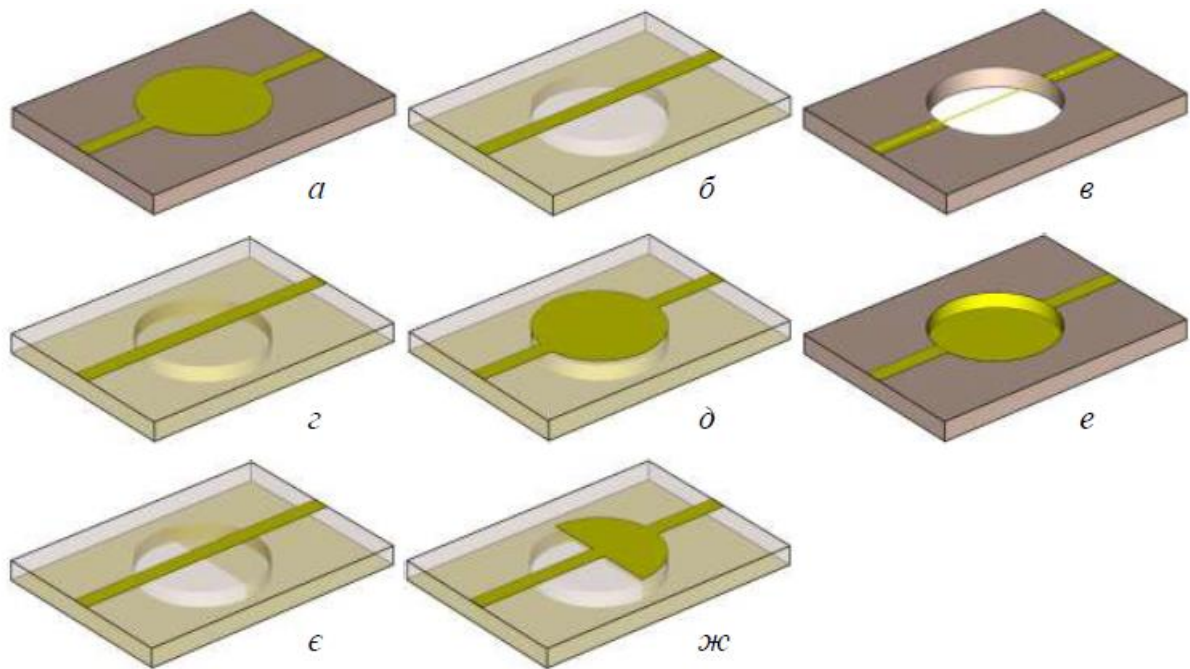


Рисунок 1.21— ЕКН запропоновані в [77]. традиційна мікросмужкова двовимірні (традиційна) *a*, тривимірні високоімпедансні (*б*, *в*) та низькоімпедансні (*г* – *ж*) неоднорідності



Рисунок 1.22— Діапазони імпедансів традиційної МСЛ-,  $DG(M)S$ - та Запропонованих в [77] ЕК-неоднорідностей

Використання тривимірних ЕКН дозволяє суттєво розширити діапазон імпедансів та покращити характеристики фільтрів. Саме тому великий інтерес викликає дослідження тривимірних ЕКН. Дана робота є логічним продовженням досліджень [59, 77].

В даній роботі запропоновано використання 3D ЕКН в якості квазізосереджених реактивних елементів, запропоновані суміщені 3D ЕКН, які включають в себе індуктивні та ємнісні елементи, запропоновано одновимірні моделі для розрахунку характеристики складних ЕКН в першому на-

ближенні, також запропоновано та досліджено конструкції фільтрів на основі поодиноких та суміщених 3D ЕКН.

Запропоновано конструкції фільтрів на основі тривимірних розімкнених ємнісних шлейфів.

## 2 КВАЗІЗОСЕРЕДЖЕНІ РЕАКТИВНІ ЕЛЕМЕНТИ НА ОСНОВІ ПОДИНОКИХ ТА СУМІЩЕНИХ ТРИВИМІРНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОКРИСТАЛІЧНИХ НЕОДНОРІДНОСТЕЙ

### 2.1 Традиційні мікросмушкові квазісосереджені елементи

Традиційні мікросмушкові квазісосереджені ємність і індуктивність, як вже вказувалось раніше, реалізують широким і вузьким відрізками сигнального провідника (рис. 2.1,а) завдовжки  $l < \lambda / 8$  ( $\lambda$  — довжина хвилі) з імпедансами  $Z_H$  і  $Z_B$  при номінальному імпедансі  $Z_0$  [39].

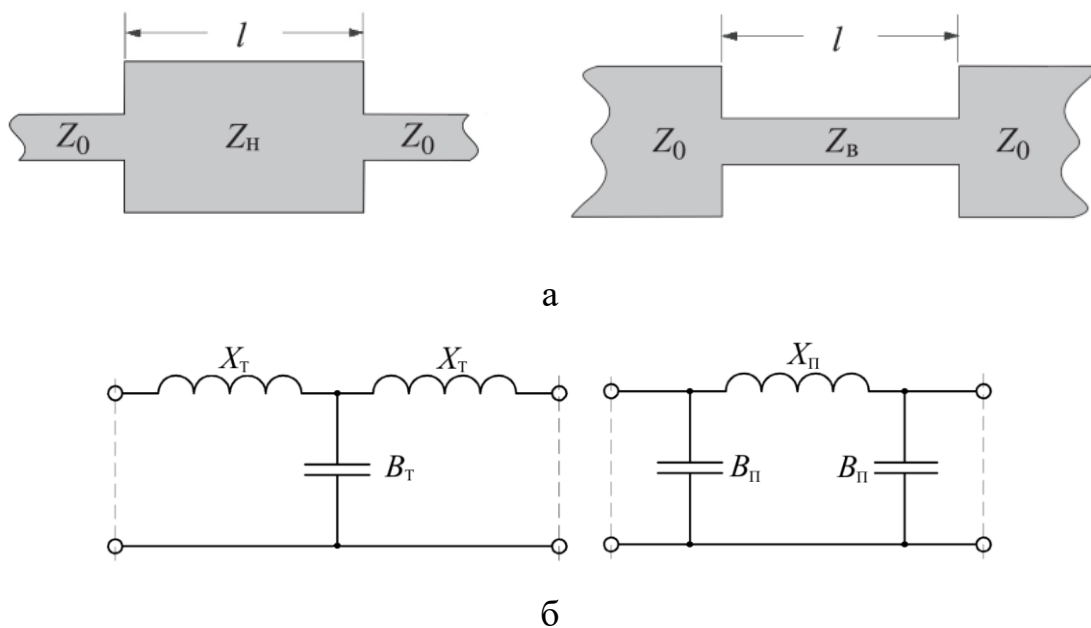


Рисунок 2.1 — Традиційні мікросмушкові квазісосереджені елементи

З П- та Т-подібної еквівалентних схем відрізка довгої лінії (рис. 2.1,б) отримаємо, що ємність та індуктивність визначаються формулами [80]

$$C \approx \frac{l}{Z_0 v}, \quad L \approx \frac{Z_B l}{v}, \quad (2.1)$$

де  $v$  — фазова швидкість хвилі.

Звернемо увагу на те, що формули (2.1) впливають з виразу для вхідного імпедансу відрізка лінії передачі:



$$z_{\text{вх}} = \frac{1 + izg}{1 + iz^{-1}g} \approx \frac{1 + iz\varphi}{1 + iz^{-1}\varphi}, \quad (2.2)$$

де малими символами позначені нормовані до  $Z_0$  імпеданси, використовувані для спрощення перетворень;  $z$  — імпеданс відрізка;  $g = \text{tg}\varphi$ . При виконанні умов

$$Z_{\text{н}} \ll Z_0 \text{ і } Z_{\text{в}} \gg Z_0 \quad (2.3)$$

з (2.2) одержимо

$$y_{\text{вх}} \approx 1 + iz^{-1}\varphi \text{ і } z_{\text{вх}} \approx 1 + iz\varphi, \quad (2.4)$$

де  $y_{\text{вх}}$  — вхідний адмиттанс. Другі доданки в (3.4) відповідають формулам для  $B_{\text{т}}$  й  $X_{\text{п}}$  в (2.3).

В мікросмушкових структурах умови (2.3) виконуються нестрого, на що і зверталось увагу в попередньому розділі. Строгість цих умов зросте при розширенні діапазону імпедансів. Як видно з формул (2.1), при цьому збільшуються досяжні значення ємності й індуктивності.

## 2.2 Ємнісні та індуктивна тривимірні неоднорідності

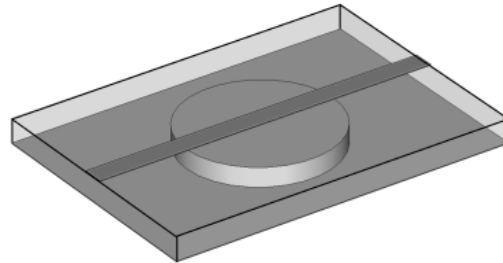
Давайте розглянемо особливості запропонованих в роботі 3D ЕКН.

### 2.2.1 Ємнісні неоднорідності

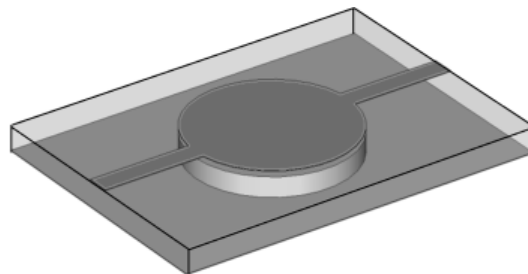
На рис. 2.2 показано низькоімпедансні ЕКН. Неоднорідність а сформовано глухим металізованим отвором з боку заземленої поверхні й сигнальним провідником над ним. За рахунок збільшення площі неоднорідність б має більш високу ефективність. Неоднорідність в виконано як глухий металізований отвір з боку сигнального провідника.

Порівняємо характеристики цих неоднородностей і традиційної структури. Параметри неоднорідностей: ширина сигнального провідника (з імпедансом  $Z_0 = 50 \text{ Ом}$ )  $w = 1,1 \text{ мм}$ , діаметр отвору  $d = 8 \text{ мм}$ , зазор між отвором і сигнальним провідником у неоднородностях а й б і товщина діелектрика під неоднорідністю в  $0,28 \text{ мм}$ . Для порівняння характеристик традиційну струк-

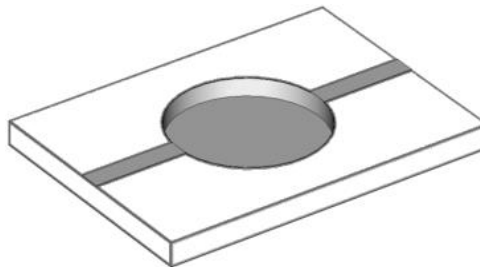
туру виконано у формі квадрата зі стороною  $d$ . Матеріал основи — Rogers RO3010, відносна діелектрична проникність  $\epsilon_r = 10,2$ , тангенс кута діелектричних втрат  $0,0023$ , товщина діелектрика  $h = 1,27$  мм, товщина металізації  $0,035$  мм.



а



б



в

Рисунок 2.2 — Низькоімпедансні 3D ЕКН

На рис. 2.3 наведено характеристики коефіцієнта проходження неоднорідності в (крива 1) і традиційної структури (крива 2);  $f_{\min}$  — частота мінімуму коефіцієнта проходження  $T_{\min}$ . Значення  $f_{\min}$  й  $T_{\min}$  відповідно дорівнюють 3,21 і 3,25 ГГц,  $-16,24$  і  $-5,48$  дБ. Вертикальна лінія обмежує діапазон частот частотою  $f_{\min} / 2$  з умови  $l = \lambda / 8$ . Характеристики 1 і 2 розраховано тривимірним моделюванням у програмному пакеті MWS. Параметри

розрахунку: частотний розв'язувач; найменший крок сітки 0,03. Криві 3 і 4 — характеристики коефіцієнтів проходження зосереджених ємностей з параметрами згідно (2.1).

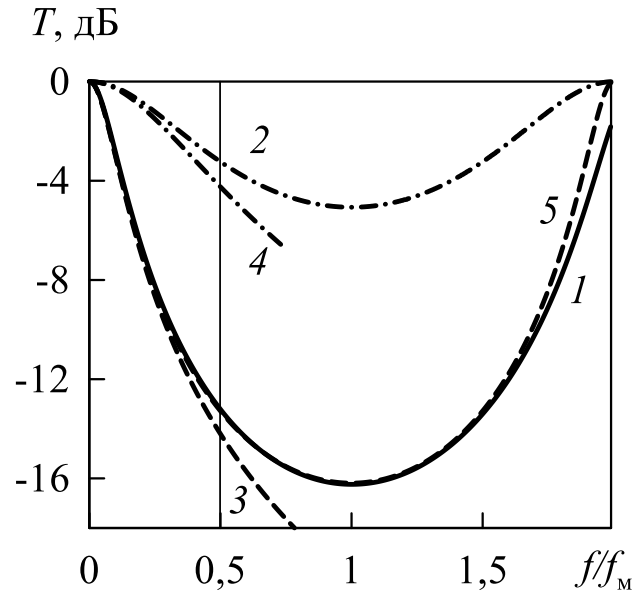


Рисунок 2.3 — Характеристики коефіцієнта проходження ЕКН й традиційної структури

Характеристику 5 розраховано для неоднорідності в згідно моделі лінії передачі у вигляді відрізка довжиною  $d$  (докладніше про розрахунки описано в [80]). Узгодженість характеристик 1 і 5 у широкому діапазоні частот свідчить про можливість використання моделі лінії передачі для аналізу складних тривимірних 3D ЕКН.

Як і очікувалося, у діапазоні частот до  $f_{\min} / 2$  характеристики 1 і 2 близькі до характеристик 3 і 4. На нульовій частоті й на частоті  $2f_{\min}$ , відповідній умові  $l = \lambda / 2$ , традиційна структура й 3D ЕКН (для частоти  $2f_{\min}$  — у рамках моделі лінії передачі) не впливають на хвилю внаслідок взаємної компенсації відбитих хвиль. На частоті  $f_{\min}$  маємо  $l = \lambda / 4$  й рівень відбитих хвиль максимальний. Ефективність ЕКН, яка визначається значенням  $T_{\min}$ , значно вища, якщо порівняти із традиційною структурою.

Модель лінії передачі дозволяє одержати аналітичні вирази для еквіва-

лентного значення  $z$  й відносної ефективної діелектричної проникності  $\epsilon_e$  3D ЕКН.

Виразимо з урахуванням (2.2) коефіцієнт відбиття:

$$R = \frac{z_{\text{вх}} - 1}{z_{\text{вх}} + 1} = \frac{i(z - z^{-1})g}{2 + i(z + z^{-1})g}.$$

Виходячи зі співвідношення  $T = \sqrt{1 - |R|^2}$  маємо

$$T = 2\sqrt{\frac{1 + g^2}{4 + (z + z^{-1})^2 g^2}}. \quad (2.5)$$

Оскільки на частоті  $f_{\text{мін}}$  значення  $\varphi_{\text{мін}} = \pi/2$ , то

$$T_{\text{мін}} = \frac{2}{z + z^{-1}}. \quad (2.6)$$

Виходячи з виразу (2.6) одержимо формули для  $z_{\text{н, в}}$ , а з виразу для  $\varphi_{\text{мін}}$  — формулу для  $\epsilon_e$ :

$$z_{\text{н, в}} = \frac{1 \mp \sqrt{1 - T_{\text{мін}}^2}}{T_{\text{мін}}}, \quad z_{\text{н}} \approx \frac{T_{\text{мін}}}{2}, \quad z_{\text{в}} \approx \frac{2}{T_{\text{мін}}}, \quad \epsilon_e = \left( \frac{c}{4f_{\text{мін}}l} \right)^2, \quad (2.7)$$

де  $c$  — швидкість світла у вакуумі.

Згідно формул (2.7) та [7] еквівалентні значення  $z_{\text{н}}$  і  $\epsilon_e$  розглянутих 3D ЕКН та традиційної структури відповідно дорівнюють 3,9 і 14,4 Ом; 8,5 і 8,3, а значення ємностей, згідно (2.1), 20,0 та 5,2 пФ.

На рис. 2.4, а та 2.4, б наведено залежності імпедансу і ємності від діаметра отвору для неоднорідностей а, б і в (рис. 2.2) (відповідно криві 1, 2 і 3), а також для традиційної структури (крива 4).

Еквівалентна ємність ЕКН в дещо більша, ніж ЕКН б. Ємність неоднорідності а при  $d = 8$  мм і  $w = 1,1$  мм становить 3,8 пФ. При традиційному рішенні така ємність досягається лише при  $w = 5,4$  мм.

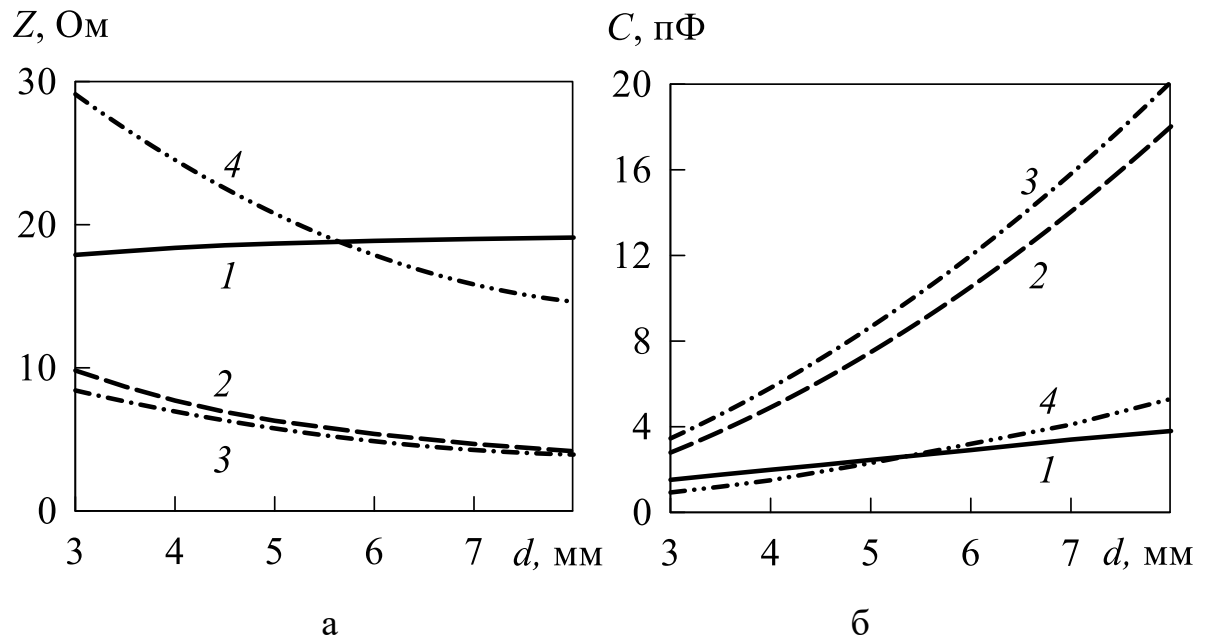


Рисунок 2.4 — Залежності імпедансу та ємності ЕКН і традиційної структури

Як видно з результатів характеристик 3D ЕКН, запропоновані неоднорідності забезпечують кращі параметри, в порівнянні із традиційними структурами, при менших розмірах.

### 2.2.2 Індуктивна неоднорідність

Розглянемо запропоновану індуктивну 3D ЕКН. На рис. 2.5 наведено конструктивну реалізацію високоімпедансної ЕКН, яка може використовуватися як квазісосереджена індуктивність. Неоднорідність утворено наскрізним отвором у діелектрику з нависним провідником малого діаметра над ним.

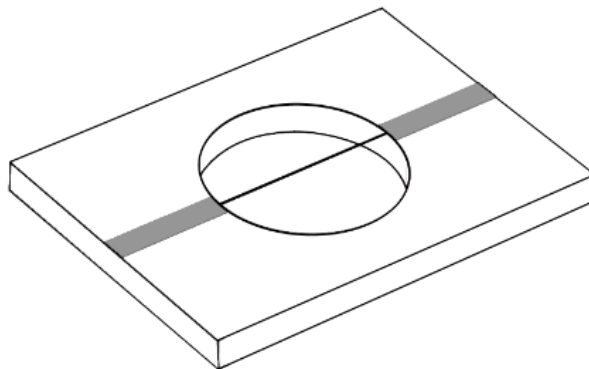


Рисунок 2.5 — Високоімпедансна ЕКН

Порівняємо 3D ЕКН із традиційною структурою як квазізосереджені індуктивності. Конструктивні параметри 3D ЕКН:  $d = 8$  мм, діаметр нависного провідника 0,1 мм. Традиційна структура — відрізок сигнального провідника розмірами  $l = d$  і  $w = 0,1$  мм. Матеріал основи Rogers RO3010.

За результатами тривимірного моделювання значення  $f_{\min}$  і  $T_{\min}$  для ЕКН й традиційної структури дорівнюють відповідно 7,91 і 3,78 ГГц,  $-9,25$  і  $-1,95$  дБ. З огляду на формули (2.7) [38] і (2.1) для ЕКН та традиційної структури одержано такі значення  $Z_b$ ,  $\epsilon_c$  і  $L$ : 281,2 та 100,2 Ом; 1,4 і 6,1; 8,9 та 6,6 нГн.

На рис. 2.6 наведено експериментальні (позначені суцільною лінією) і розрахункові характеристики 3D ЕКН (криві 1) і традиційної структури (криві 2). Вертикальні лінії обмежують частотний діапазон умовою  $l = \lambda / 8$ . Характеристики (2.5), що апроксимують експериментальні характеристики за критерієм мінімуму сумарного відхилення в діапазоні частот від 0 до  $f_{\min} / 2$ , відповідають такі значення  $Z_b$  і  $L$ : 286,9 і 103,1 Ом; 9,1 і 6,8 нГн.

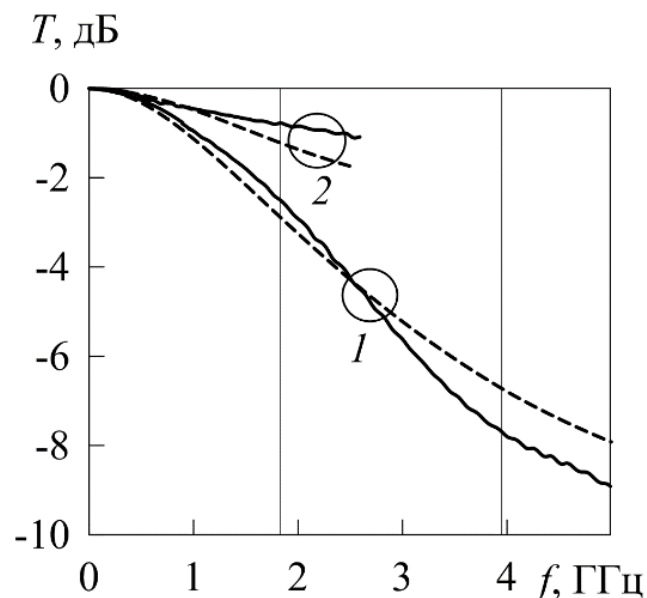


Рисунок 2.6 — Характеристики індуктивних елементів

На рис 2.7 наведено залежності еквівалентних імпедансу 3D ЕКН (крива 1), а також індуктивності ЕКН (крива 2) і традиційної структури (пряма 3). На відміну від традиційної структури, імпеданс якої не залежить від

довжини, імпеданс 3D ЕКН зростає зі збільшенням діаметра. У результаті крутість залежності 2 більше в порівнянні із залежністю 3.

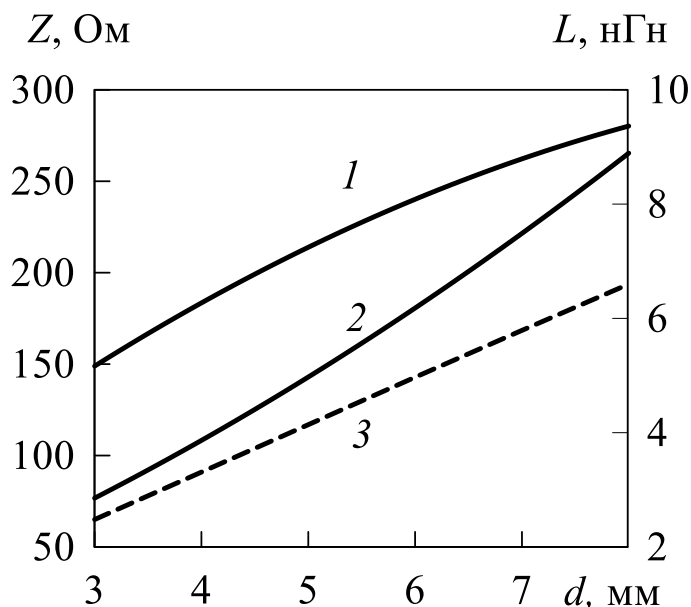


Рисунок 2.7 — Залежності еквівалентних імпедансу ЕКН та індуктивності ЕКН і традиційної структури

Внаслідок зменшення значення  $\varepsilon_e$  збільшення значення індуктивності при реалізації її ЕКН в порівнянні з ємністю менше, однак помітно збільшується частотний діапазон. Спільну оцінку збільшення індуктивності й частотного діапазону дає добуток  $P = Lf_{\min} / 2$ . З огляду на (2.4) і (2.9) маємо  $P = Z_{\text{в}} / 8$ . Збільшення значення  $P$  ЕКН при  $d = 3$  і 8 мм становить відповідно 1,5 і 2,8.

### 2.3 Частотні характеристики кристалоподібних квазісосереджених реактивних елементів

У підрозділі 2.2 запропоновано використання 3D ЕКН як квазісосереджених реактивних елементів з істотним збільшенням значень реактивностей у порівнянні з традиційними двовимірними структурами.

На основі квазісосереджених реактивних елементів конструюють ФНЧ. Оскільки для заданих значень реактивностей ЕКН мають менші розміри, їх

використання в ФНЧ дозволить зменшити розміри фільтрів. Крім того, як показано нижче, також суттєво покращується рівень подавлення сигналів.

Заданим значенням індуктивності  $L$  і ємності  $C$  відповідають довжини відрізків лінії передачі, що визначаються формулами [40]

$$l_L = \frac{1}{k_c} \arcsin\left(\frac{\omega_c L}{Z_L}\right), \quad l_C = \frac{1}{k_c} \arcsin(\omega_c C Z_C), \quad (2.8)$$

де індекси « $L$ » і « $C$ » відповідають індуктивності та ємності;  $k = 2\pi / \lambda$ ;  $\omega = 2\pi f$ ,  $f$  — частота; індекс « $c$ » відповідає граничній частоті смуги пропускання ФНЧ.

Порівняємо АЧХ мікросмужкових індуктивностей і ємностей, виконаних традиційними структурами (відповідно вузький і широкий відрізки сигнального провідника) і на основі 3D ЕКН. Індуктивну 3D ЕКН утворено круглим наскрізним отвором у діелектрику з нависним провідником малого діаметра над ним, а ємнісну — глухим металізованим отвором з боку сигнального провідника.

На рис. 2.8 наведено АЧХ квазізосереджених індуктивностей та ємностей на основі традиційних структур (криві 1) та на основі ЕКН (криві 2). АЧХ розраховано тривимірним моделюванням у програмному пакеті MWS. Параметри для розрахунку такі ж як для ємнісних неоднорідностей, але при моделюванні індуктивності необхідно враховувати порушений шар заземлення, це робиться за рахунок розширення зони моделювання вниз та додатково знизу накладається металізований шар, котрий виконує роль екрану. Криві 3 — АЧХ зосереджених елементів.

Параметри індуктивностей:  $L=8,209$  нГн; традиційна структура:  $l_L=11,09$  мм, ширина сигнального провідника  $w_L=0,2$  мм,  $Z_L=94$  Ом; ЕКН: діаметр  $d_L=7,57$  мм, діаметр нависного провідника  $d=0,1$  мм,  $Z_L=272$  Ом. Параметри ємностей:  $C=3,652$  пФ; традиційна структура:  $l_C=10,52$  мм,  $w_C=4$  мм,  $Z_C=25$  Ом; ЕКН:  $d_C=3,09$  мм, глибина отвору



$t = 1$  мм,  $Z_C = 8$  Ом. Матеріал основи — Rogers RO3010. Значення  $L$  та  $C$  відповідають ФНЧ третього порядку з АЧХ Чебишова;  $f_c = 1$  ГГц, рівень пульсацій у смузі пропускання 0,1 дБ.

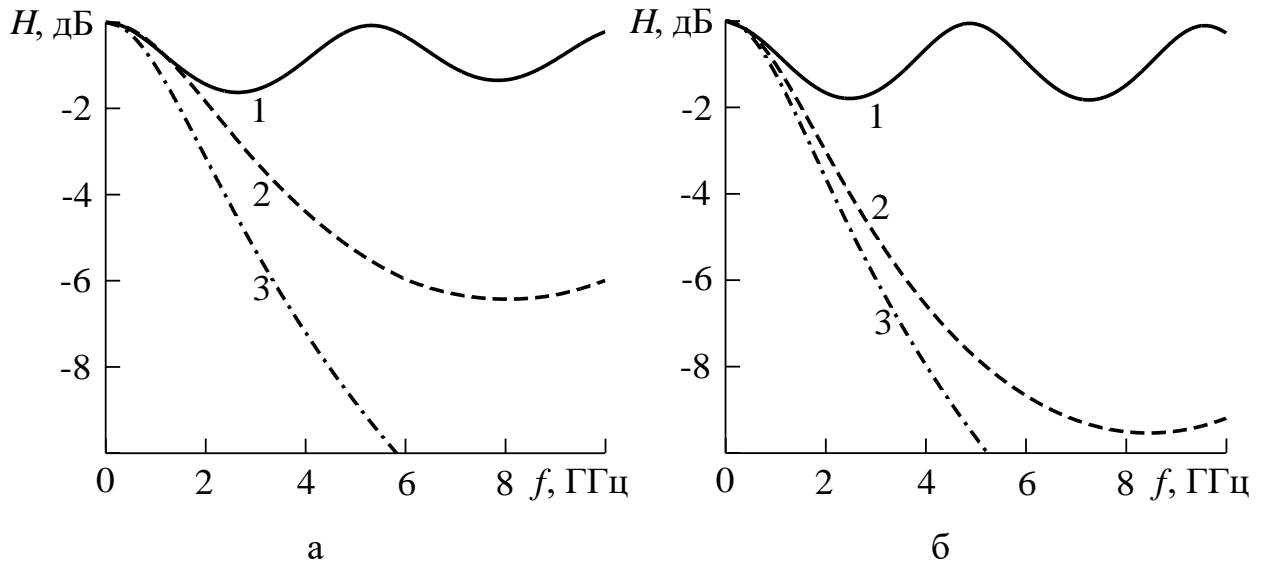


Рисунок 2.8 — АЧХ зосереджених та квазізосереджених реактивних елементів, а — індуктивності; б — ємності

Величини  $Z_L$  і  $Z_C$  для ЕКН визначені із залежностей, наведених на рис. 2.4 та 2.7, а значення  $l_{L,C}$  і  $d_{L,C}$  розраховано з огляду на (2.8). Величини  $w_L$  та  $w_C$  відповідають наведеним в [39] для такого фільтра, а значення  $l_L$  та  $l_C$  незначно відрізняються, оскільки в [39] матеріал основи з  $\epsilon_r = 10,8$ .

Як видно із залежностей на рис. 2.8, АЧХ квазізосереджених реактивних елементів на основі 3D ЕКН помітно ближче до АЧХ зосереджених елементів. Згідно з моделлю відрізка лінії передачі чергування мінімумів та максимумів у залежностях 1 обумовлене виконанням умов  $l_{L,C} = \lambda n / 4$  ( $n = 1, 2, \dots$ ) відповідно при непарних і парних  $n$ .

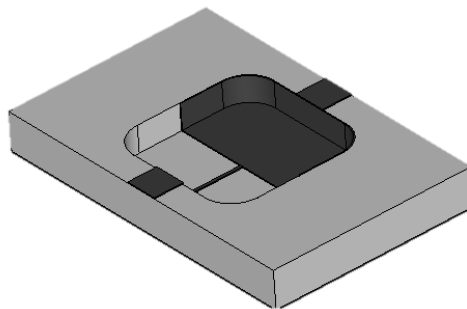
Визначимо граничну частоту смуги подавлення частотою першого мінімуму АЧХ 1 і 2  $f_{\min}$ . У порівнянні з традиційними структурами 3D ЕКН дозволяють збільшити  $f_{\min}$  з 2,7 до 8,0 ГГц (в 3,0 рази) для індуктивності й з

2,5 до 8,4 ГГц (в 3,4 рази) для ємності. При цьому значення мінімуму  $H_{\min}$  зменшується з  $-1,6$  до  $-6,4$  дБ для індуктивності і з  $-1,8$  до  $-9,5$  дБ для ємності. Таким чином, ФНЧ на основі 3D ЕКН як реактивних елементів буде мати менші розміри й більш широку смугу подавлення.

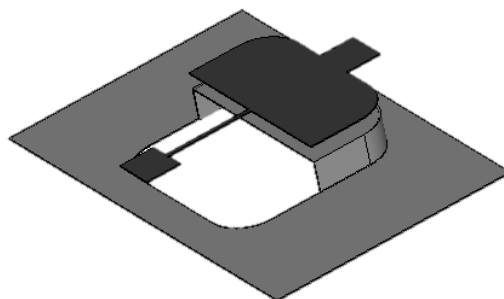
#### 2.4 Суміщені кристалоподібні неоднорідності

Сумістимо в одній 3D ЕКН низько- та високоімпедансну неоднорідності і назвемо її суміщеною. Порівняємо характеристики поодиноких та суміщених ЕКН.

На рис. 2.9, а і б наведено суміщені ЕКН, утворені глухими отворами з частковою металізацією отвору. Сигнальний провідник неметалізованої частини отвору вузький. У неоднорідності на рис. 2.9, б форма сигнального провідника над металізованою частиною отвору повторює форму її дна. Неметалізована й металізована частини відповідають індуктивності та ємності.



а



б

Рисунок 2.9 — Суміщені ЕКН

Поодинокі ЕКН наближено моделюється відрізком лінії передачі. Одновимірну модель (рис. 2.10, врізка), як буде показано нижче, можна застосувати і для суміщеної неоднорідності. Згідно цієї моделі для коефіцієнта проходження суміщеної неоднорідності маємо (докладніше описано в [21]):

$$T = 2 \sqrt{\frac{(g_B^2 + 1)(g_H^2 + 1)}{\left[2 - g_B g_H (z_B z_H^{-1} + z_B^{-1} z_H)\right]^2 + \left[g_B (z_B + z_B^{-1}) + g_H (z_H + z_H^{-1})\right]^2}},$$

де  $g_{B,H} = \operatorname{tg} \varphi_{B,H}$ ;  $\varphi_{B,H} = \beta_{B,H} l_{B,H}$ ,  $\beta_{B,H} = 2\pi / \lambda_{B,H}$ ,  $l$  — довжина неоднорідності.

На рис. 2.10 наведено характеристики поодиноких та суміщених ЕКН. Форма суміщеної 3D ЕКН відповідає рис. 2.9, а. Параметри поодинокі та суміщеної 3D ЕКН: довжина сторони квадрата 5 мм, глибина отвору 0,9 мм, ширина вузького сигнального провідника 0,1 мм. В поодинокій 3D ЕКН металізовано весь отвір, в суміщеній — половину. Матеріал основи — Rogers RO3010. Тривимірне моделювання виконано в програмі MWS параметри розрахунку аналогічні до поодиноких 3D ЕКН.

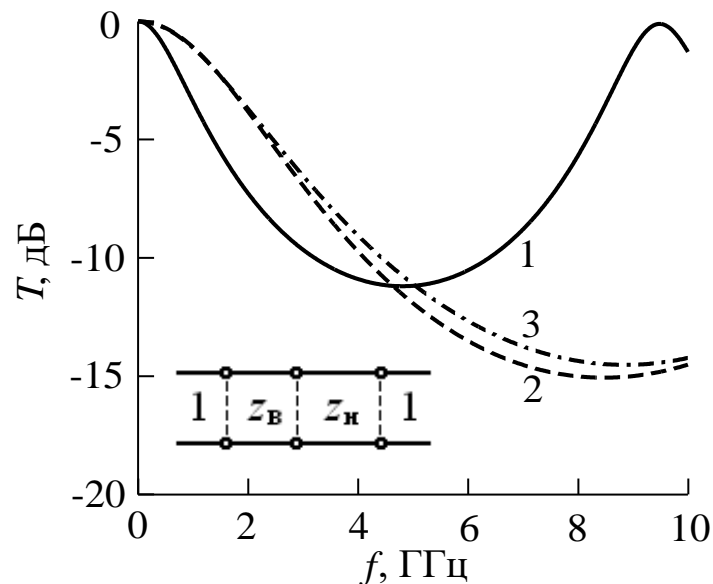


Рисунок 2.10 — Залежності коефіцієнта проходження поодинокі ЕКН (1) та суміщеної ЕКН (2, 3)

Параметри одновимірної моделі, розраховані за формулами для мікросмушкової лінії [39], дорівнюють  $z_b = 1,6$ ,  $z_n = 0,15$ ,  $\varepsilon_b = 6,4$  та  $\varepsilon_n = 8,9$ . Для врахування впливу бокових стінок суміщеної неоднорідності значення  $l_{b,n}$  збільшено до 3 мм.

Ефективність неоднорідності визначає мінімум коефіцієнта проходження  $T_{\min}$  або еквівалентний для поодинокі і умовний для суміщеної 3D ЕКН хвильовий імпеданс  $z = (1 - \sqrt{1 - T_{\min}^2}) / T_{\min}$ . Значення  $T_{\min}$  для характеристик 1 і 2 дорівнюють  $-11,2$  та  $-15,1$  дБ, відповідні значення  $z$  —  $0,14$  і  $0,09$ ; ефективність суміщеної 3D ЕКН у 1,6 рази вища. Крім того, у суміщеної 3D ЕКН як двох квазісосереджених елементів приблизно вдвічі ширший частотний діапазон.

Більш докладну інформацію, щодо підбору параметрів для 3D ЕКН та їх розрахунку представлено в [80].

## 2.5 Мікросмушкові тривимірні ємнісні шлейфи

На рис.2 11 зображено ємнісні 2D- та 3D-шлейфи. 2D-шлейф являє собою відрізок мікросмушкової лінії, а 3D-шлейф — глухий металізований отвір у діелектричній основі.

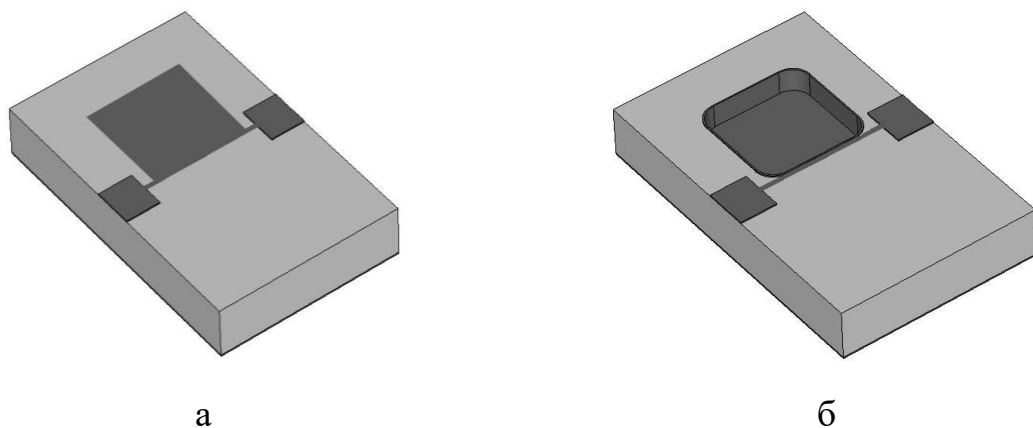


Рисунок 2.11 — Ємнісні 2D- та 3D-шлейфи.

Шлейф з'єднано з основною лінією; вхідний та вихідний відрізки основної лінії —  $Z_0 = 50$  Ом. На відміну від поодиноких ємностей та індуктивностей, де отвір 3D-неоднорідності круглий, у для шлейфа отвір має квад-

ратну форму із заокругленими кутами. За такої форми отвору краще використовується площа, а заокруглення обумовлені технологією виготовлення.

Як було показано вище мікросмужкову 3D-секцію основної лінії в першому наближенні можна моделювати одновимірною (1D) моделлю у вигляді відрізка довгої лінії. Покажемо, що і 3D-шлейф у першому наближенні можна моделювати 1D-моделлю у вигляді шлейфа довгої лінії. Хвильовий імпеданс  $Z$  та ефективна відносна діелектрична проникність  $\epsilon_e$  такого шлейфа визначаються відповідними параметрами відрізка довгої лінії.

Параметри 1D-моделі дорівнюють

$$Z = \frac{1 - \sqrt{1 - T_{\min}^2}}{T_{\min}} Z_0, \quad \epsilon_e = \left( \frac{c}{4f_{\min}l} \right)^2,$$

де  $Z_0$  — хвильовий імпеданс мікросмужкової лінії;  $T_{\min}$  та  $f_{\min}$  — значення мінімуму коефіцієнта проходження та частота мінімуму відповідно (визначаються 3D-моделюванням 3D-секції);  $l$  — довжина відрізка, що дорівнює довжині неоднорідності;  $c$  — швидкість світла у вакуумі.

На рис. 2.12,а наведено залежності параметрів 1D-моделі. Матеріал основи — Rogers RO3010, відносна діелектрична проникність  $\epsilon_r = 10,2$ , товщина 1,27 мм, товщина металізації 0,035 мм. Параметри неоднорідності:  $l = 2,9$  мм, радіус заокруглення 0,5 мм. Зі зростанням глибини неоднорідності зростає її вплив на падаючу хвилю: зростає амплітуда сумарної відбитої хвилі та амплітуди окремих багатократно відбитих хвиль. При чому, останнє відповідає збільшенню затримки сигналу. Відповідно зменшується значення  $Z$  та зростає  $\epsilon_e$ . Звернемо увагу, що у разі  $t \geq 0,5$  мм внаслідок значної затримки сигналу  $\epsilon_e > \epsilon_r$  — ефективна відносна діелектрична проникність перевищує відносну діелектричну проникність матеріала основи.

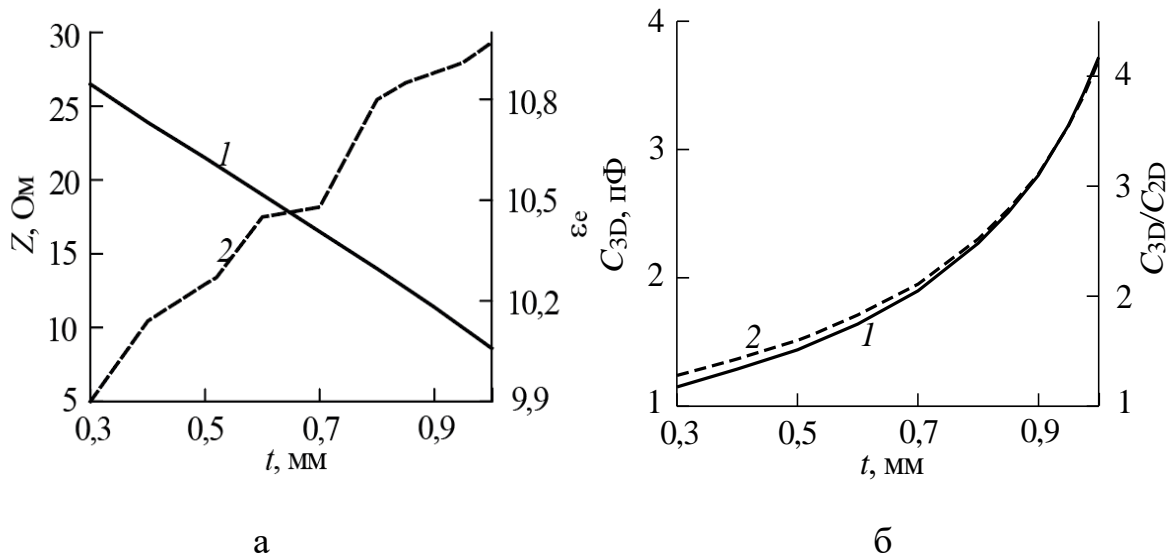


Рисунок 2.12 — Залежності параметрів 1D-моделі —  $Z$  (1) та  $\epsilon_e$  (2) — від глибини неоднорідності  $t$  (а) та ємності 3D-секції  $C_{3D}$  (1), а також відношення ємності 3D-секції до ємності 2D-секції (2) (б).

Порівняємо отримані параметри з параметрами мікросмужкової лінії із сигнальним провідником завширшки 2,9 мм. Згідно з емпіричними формулами наведеними в [39], маємо  $Z = 30,3$  Ом та  $\epsilon_e = 7,4$ . Таким чином, 3D-секція забезпечує значне зменшення хвильового імпедансу та збільшення ефективної відносної діелектричної проникності.

Ємність мікросмужкової секції визначається формулою [39]

$$C = \frac{l\sqrt{\epsilon_e}}{Z_c}. \quad (2.9)$$

Згідно з (2.9) ємність 2D-шлейфа таких же розмірів, як і 3D-шлейф, дорівнює  $C_{2D} = 0,9$  пФ. Рис. 2.12,б ілюструє залежності ємності 3D-секції, а також відношення ємності 3D-шлейф до ємності 2D-шлейф. Як бачимо, ємність 3D-секції суттєво перевищує ємність 2D-шлейф.

На рис. 2.13 наведено АЧХ 3D-шлейфа. Неоднорідність шлейфа з'єднано з мікросмужковим провідником завширшки 0,1 мм, який відповідає послідовним індуктивностям ФНЧ; відстань між шлейфом та 50-омними відрізками — 0,5 мм.

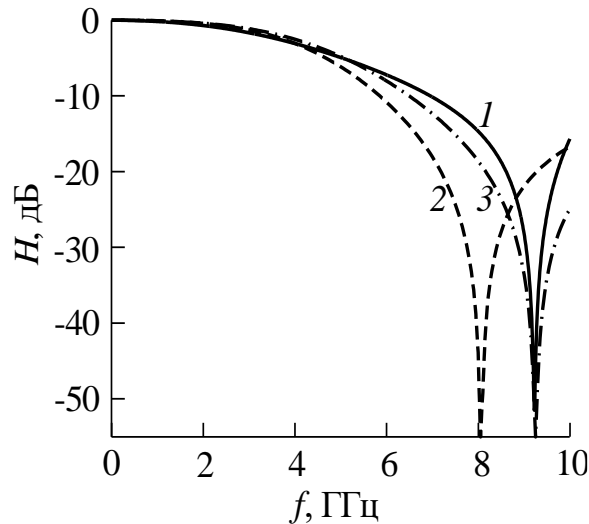


Рисунок 2.13 — АЧХ шлейфа згідно з 3D-моделлю (1) та з 1D-моделлю (2, 3) без урахування паразитної індуктивності (2) та з її урахуванням (3);  $t = 0,52$  мм.

За 1D-моделлю частота режекції  $f_p$  визначається чвертьхвильовою умовою  $l = \lambda_p / 4$ :

$$f_p = \frac{c}{4\sqrt{\epsilon_\epsilon}l}, \quad (2.10)$$

де  $\lambda$  — довжина хвилі, індекс «р» означає значення на частоті  $f_p$ . Як бачимо з залежностей рис. 2.13, згідно з 3D-моделлю значення  $f_p$  суттєво більше ніж за умови (2.10). Як показано далі, це зумовлене впливом паразитної індуктивності шлейфного Т-з'єднання. При урахуванні цієї індуктивності АЧХ шлейфа згідно з 1D- та 3D-моделями близькі (криві 1 та 3 на рис. 2.13), що свідчить про прийнятність 1D-моделі як моделі першого наближення.

### **2.5.1 Вплив паразитної індуктивності на частоту режекції шлейфа**

Згідно з 1D-моделлю вхідний імпеданс розімкнутого шлейфа дорівнює:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{Z}{itgkl}, \quad (2.11)$$

де  $i = \sqrt{-1}$ ;  $k = 2\pi / \lambda$ . Оскільки у разі  $f \rightarrow f_p$  маємо  $Z_{\text{ш}} \rightarrow 0$ , на значення  $f_p$  буде впливати незначна додаткова реактивність.

Шлейфне Т-з'єднання вносить паразитні реактивні елементи (рис. 2.14 [81]). Індуктивність  $L_2$  та шлейф утворюють послідовний коливальний контур. Частота резонанса цього контура і є частотою  $f_p$ .

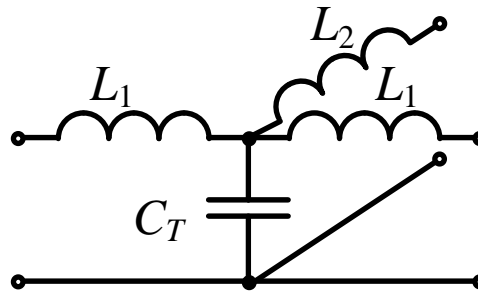


Рисунок 2.14 — Еквівалентна схема Т-з'єднання.  $L_{1,2}$  та  $C_T$  — еквівалентні елементи

Проаналізуємо емпіричну формулу для індуктивності  $L_2$  у випадку 2D-шлейфа [81]:

$$L_2 = FL_{w2}h, \quad (2.12)$$

$$F = (0,12w_1 - 0,47)w_2 + 0,195w_1 - 0,357 + 0,0283\sin[\pi(w_1 - 0,75)], \quad (2.13)$$

$$L_{w2} = Z\sqrt{\epsilon_{\text{еф}}} / c, \quad (2.14)$$

$$(1 < w_1 < 2, \quad 0,5 < w_2 < 2), \quad (2.15)$$

де  $L_{w2}$  — погонна індуктивність шлейфа;  $w_{1,2} = W_{1,2} / h$ ,  $W_{1,2}$  — ширина мікросмушкового провідника лінії та шлейфа відповідно;  $h$  — товщина основи.

У разі виконання умов (2.15) похибка значення  $L_2$  менша 5% [81]. У випадку ФНЧ  $w_1 \ll 1$  та  $w_2 > 2$ , що за межами умов (2.15); відповідно межа похибки  $L_2$  збільшиться. З огляду на (2.13) співвідношенню  $w_1 \ll 1$  відповідає

$$F \approx -0,47w_2 - 0,357. \quad (2.16)$$



Унаслідок того, що  $F < 0$ , значення  $L_2 < 0$ . Така індуктивність за характером частотної залежності опору відповідає індуктивності, а за характером реактивності — ємності. Оскільки  $L_2 < 0$ , для компенсації цієї реактивності шлейф має бути індуктивним. У результаті значення  $f_p$  збільшується якщо порівняти з умовою (2.10) (рис. 2.13).

На рис. 2.15 наведено АЧХ ФНЧ третього порядку на основі 2D-реактивностей (фільтр зображено на вставці), а також АЧХ шлейфа цього ФНЧ. Параметри НЧ фільтра та його АЧХ відповідають [39]. В [39] стверджується, що частоту режекції визначає умова (2.10). У дійсності, як і у випадку, розглянутому на рис. 2.13, значення  $f_p$  АЧХ фільтра суттєво більше ніж згідно з (2.10) (5,62 і 4,54 ГГц відповідно). В [39] не враховано вплив індуктивності  $L_2$ .

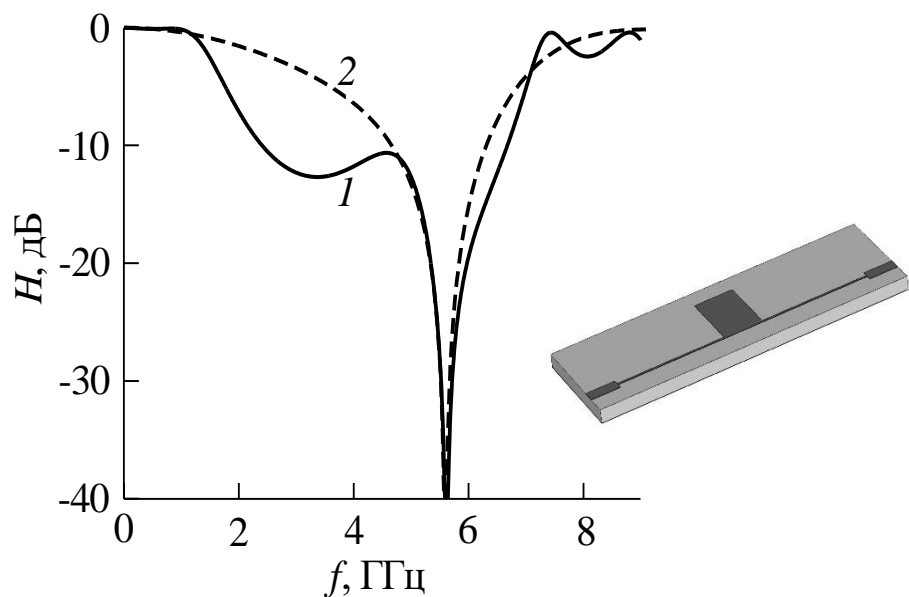


Рисунок 2.15 — АЧХ ФНЧ (1) та шлейфа (2) згідно з 3D-моделлю.

З зіставлення АЧХ 1 та 2 на рис. 2.15 можна зробити висновок, що АЧХ шлейфа в значній мірі визначає особливості АЧХ фільтра. Унаслідок збільшення значення  $f_p$  погіршується крутість АЧХ шлейфа та фільтра. Для підвищення крутості АЧХ необхідно зменшити значення  $|L_2|$ .

Як видно з формул (2.12) та (2.14), щоб зменшити величину  $|L_2|$  необхідно зменшити значення  $|F|$  та  $Z$ . Зменшення  $Z$  забезпечить перехід від 2D- до 3D-шлейфа. Як бачимо з (2.16), для зменшення значення  $|F|$  необхідно зменшити величину  $w_2$ . Для такого зменшення між шлейфом і основною лінією уведемо контактний майданчик малих розмірів  $a \times b$  (рис. 2.16 а,  $a$  — ширина майданчика, що дорівнює відстані між шлейфом та основною лінією,  $b$  — довжина майданчика — його розмір вздовж основної лінії).

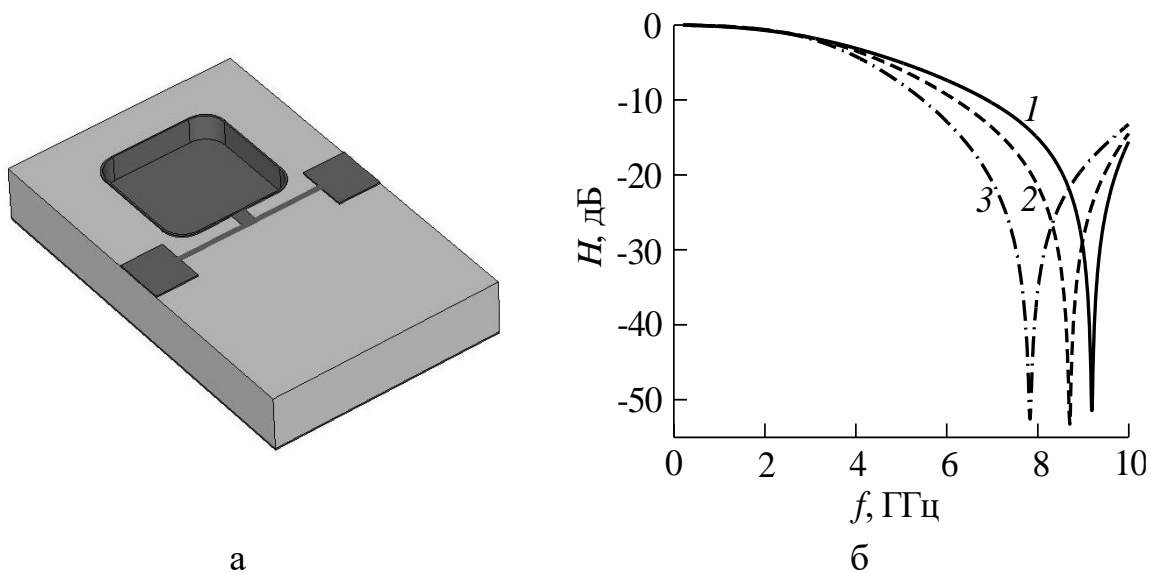


Рисунок. 2.16 — 3D-шлейф із контактним майданчиком (а) та АЧХ 3D-шлейфа (б);  $b = 1,9, 1,0$  та  $0,2$  (1, 2 та 3 відповідно),  $a = 0,2$  мм,  $t = 0,52$  мм.

На рис. 2.16,б наведено АЧХ шлейфа для різних значень  $b$ . Як і очікувалося, зі зменшенням  $b$  зменшується частота режекції.

### 2.5.2 Залежності частоти режекції та паразитної індуктивності 3D-шлейфа

У випадку 2D-шлейфа індуктивність  $L_2$  за умови заданих параметрів основи залежить від двох параметрів — ширини провідника основної лінії та ширини шлейфа. Параметри 3D-шлейфа та шлейфного Т-з'єднання залежать і від третього параметра — глибини неоднорідності шлейфа.

Розглянемо залежності частоти режекції та індуктивності  $L_2$  від глибини неоднорідності та довжини контактної майданчика шлейфа. Індуктивність  $L_2$  знайдемо з умови резонансу шлейфа та індуктивності  $L_2$ :  $Z_{\text{ш}} + i\omega_p L_2 = 0$ , де  $\omega_p = 2\pi f_p$ . З огляду на (2.11) маємо

$$L_2 = \frac{Z}{\omega_p \operatorname{tg} k_p l}. \quad (2.17)$$

Значення  $f_p$  визначається 3D-моделюванням.

Згідно з (2.17) 3D-шлейф, розглянутий на рис. 2.16 б, має такі значення  $L_2$ :  $-0,08$ ,  $-0,05$  та  $0,03$  нГн для АЧХ 1, 2 та 3 відповідно. Як бачимо з залежностей на рис. 2.17, на частоту режекції і, відповідно, індуктивність  $L_2$ , суттєво впливає глибина неоднорідності. Значення  $L_2$  можуть бути не лише від'ємними, як в [81], але й додатними.

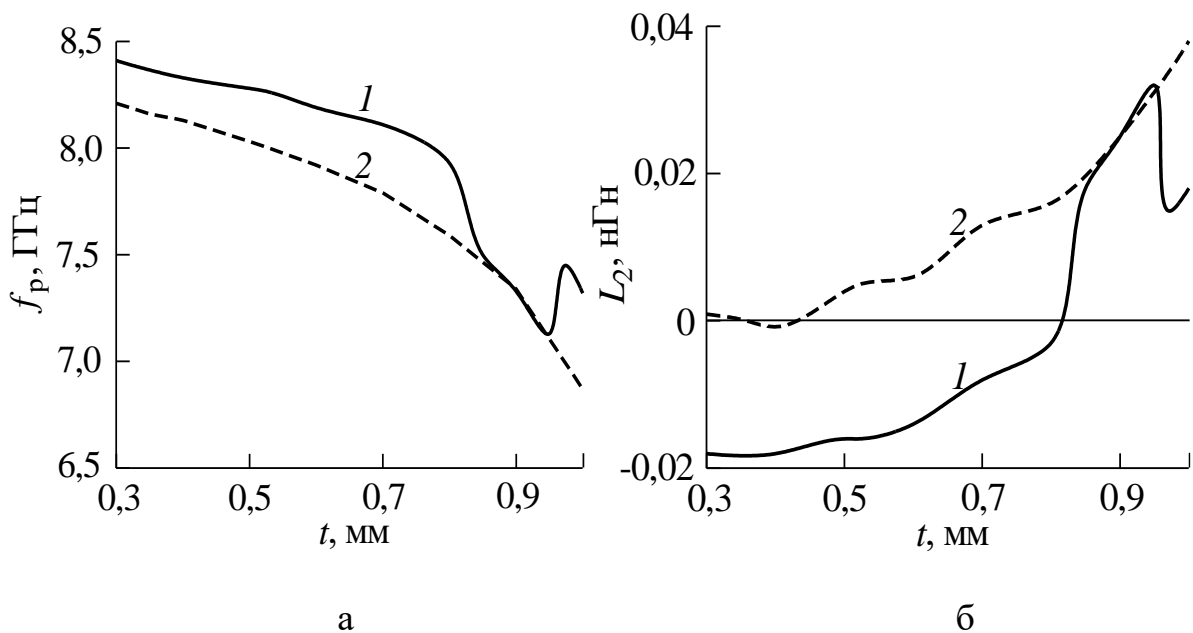


Рисунок 2.17 — Залежності частоти режекції (а) та індуктивності  $L_2$  3D-шлейфа (б);  $b = 0,5$  мм (1) та  $0,3$  мм (2),  $a = 0,2$  мм.

Якщо  $L_2 > 0$  частота режекції  $f_p$  менша ніж за умови (2.10). У цьому випадку крутість АЧХ шлейфа вища порівнюючи з чвертьхвильовою умо-

вою. Залежності, наведені на рис. 2.17 б, ілюструють можливість забезпечення необхідної величини  $L_2$  вибором значень параметрів  $t$  та  $b$ .

У разі збільшення глибини неоднорідності 3D-шлейфа з 0,5 до 1 мм його хвильовий імпеданс порівнюючи з 2D-шлейфом менший в 1,4...3,5 рази, а ємність більша в 1,6...4,1 рази.

Важлива особливість АЧХ шлейфа — наявність режекції, частота якої без урахування паразитних параметрів визначається чвертьхвильовою умовою для довжини шлейфа. На частоту режекції впливає незначна додаткова індуктивність, включена послідовно шлейфу. В разі традиційних розмірів контакту шлейфа та лінії ця індуктивність від'ємна, що призводить до збільшення значення  $f_p$  і, як наслідок, до погіршення крутості АЧХ шлейфа та ФНЧ. Контактний майданчик між лінією та шлейфом дозволяє оптимізувати параметри шлейфного з'єднання з умови необхідної крутості АЧХ.

### Висновки до розділу

1. Як видно з результатів отриманих в 2 розділі — використання 3D ЕКН мають суттєво покращити параметри фільтрів за рахунок розширення діапазону імпедансів.

2. ЕКН дозволяють реалізувати квазізосереджені реактивні елементи із істотно більшими значеннями параметрів у порівнянні з традиційними структурами таких же розмірів. Для заданих значень ємностей та індуктивностей таке збільшення відповідає зменшенню розмірів елементів. Оптимізація співвідношення між заданим значенням реактивності і значенням еквівалентного імпедансу квазізосередженого елемента дозволяє мінімізувати відносну похибку реалізації параметра зосередженого елемента квазізосередженим в робочому діапазоні частот.

3. Суміщені ЕКН у порівнянні з поодинокими мають значно вищу ефективність. Для моделювання суміщених неоднорідностей у першому наближенні можна також використовувати одновимірну модель, яка дозволяє

отримати аналітичні результати. Розрахункове та експериментальне значення мінімуму в 33 ЕК на основі суміщених неоднорідностей у порівнянні з поодинокими менше на 37 та 28 дБ відповідно.

4. 3D-шлейф має суттєво кращі параметри у порівнянні з 2D-шлейфом. Оскільки для ФНЧ необхідні задані значення ємності, залежно від глибини неоднорідності площа 3D-шлейфа менша в 1,6...4,1 рази.

## 3 ФІЛЬТРИ НА ОСНОВІ ПООДИНОКИХ ТА СУМІЩЕНИХ НЕОДНОРІДНОСТЕЙ

### 3.1 Фільтри на основі тривимірних електромагнітнокристалічних неоднорідностей

Відповідно до отриманих в попередньому розділі по запропонованим конструкціям 3D ЕКН, наступним кроком дослідження є використання запропонованих конструкцій неоднорідностей як елементів ФНЧ, а не як окремих елементів.

#### 3.1.1 Фільтри третього порядку

Для дослідження фільтра третього порядку, було обрано фільтр-аналог з традиційною конструкцією [39]. Виконано моделювання фільтра третього порядку запропонованого в [39] для перевірки результатів розрахунку та вірності підбору параметрів в середовищі MWS. Параметри моделювання частотним розв'язувачем для моделювання наведені на рис. 3.1.

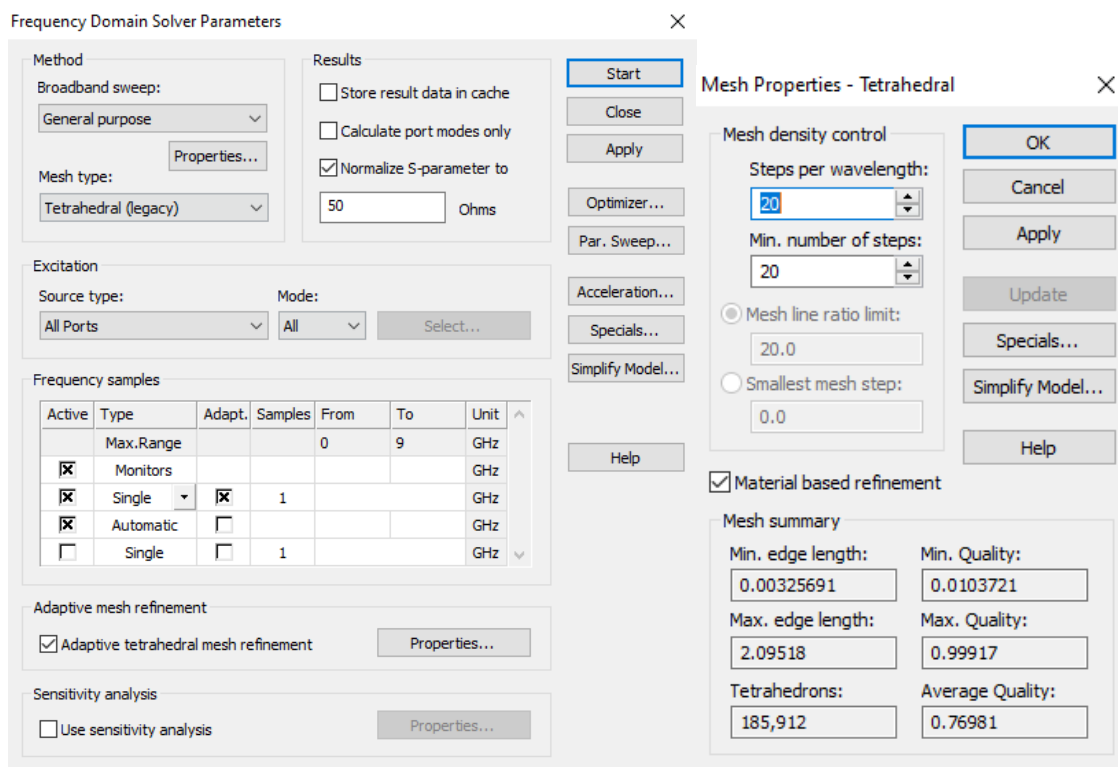


Рисунок 3.1 — Параметри розв'язувача

Порівняємо конструкції і АЧХ ФНЧ традиційними структури і на основі ЕКН. На рис. 3.2 показана схема фільтра;  $Z_0 = 50 \text{ Ом}$ .

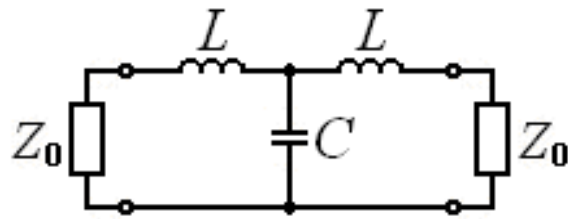
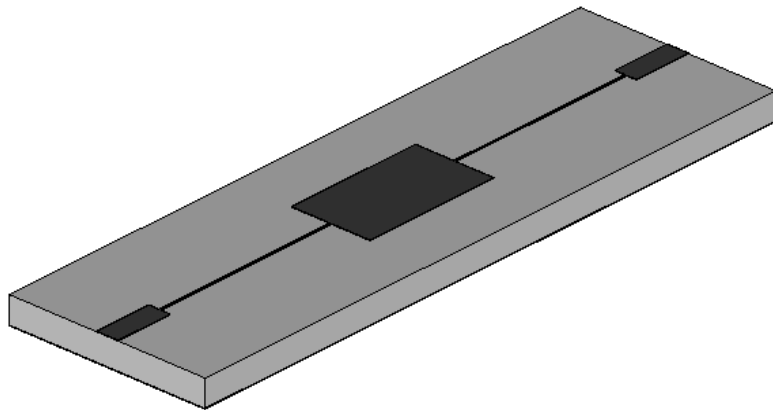
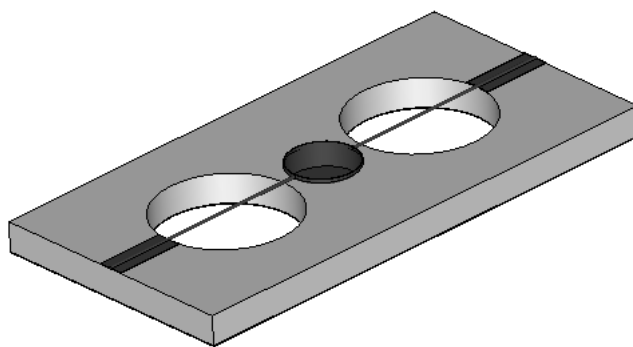


Рисунок 3.2 — Схема ФНЧ третього порядку

На рис. 3.3,а наведена конструкція традиційного фільтра на основі відрізків мікросмужкової лінії, а на рис. 3.3,б, — конструкція фільтра на основі запропонованих 3D ЕКН. Відносні розміри фільтрів збережені.



а



б

Рисунок 3.3 — Конструкції фільтрів третього порядку

Довжини відрізків і діаметри ЕКН скориговані з урахуванням впливу ємностей в П-подібному з'єднанні та індуктивностей в Т-подібному, що не враховуються в моделях квазісосередоточених елементів. Розміри елементів структур і матеріал основи: рис. 3.3,а — відповідають [39]; рис. 3.2,б:  $d_L = 6$  мм,  $d = 0,1$  мм,  $d_C = 3$  мм,  $t = 1$  мм, відстань між отворами 0,5 мм; Rogers RO3010. Без урахування 50-омних відрізків довжини фільтрів рівні 26,7 і 16,0 мм відповідно. Розміри фільтру на основі ЕКН в 1,7 рази менше.

На рис. 3.4 наведено АЧХ фільтрів на основі традиційних структур і 3D ЕКН. Моделювання виконано в програмному пакеті тривимірного електромагнітного моделювання MWS.

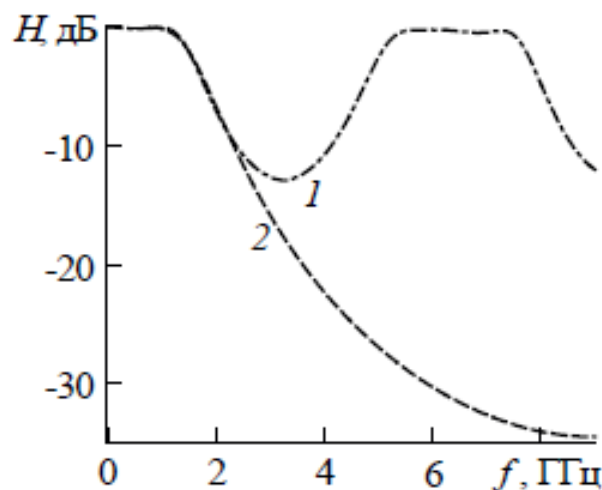


Рисунок 3.4 — АЧХ фільтрів на основі традиційних структур (1) та тривимірних ЕКН (2).

Налаштування частотного розв'язувача такі самі, як наведено на рис. 3.1, проте при моделюванні фільтра на основі індуктивної 3D ЕКН необхідно враховувати наявність неоднорідності в нарі заземлення, тобто розширити зону моделювання вниз та додати екранування (як це робилося у випадку моделювання поодинокі індуктивності с суміщеної ЕКН). Також варто звернути на час моделювання, при однакових параметрах розв'язувача час на розрахунок традиційного фільтру зайняв 7142 с, в той



час коли для запропонованого фільтра на основі 3D ЕКН — 1716 с. Це пов'язано з декількома факторами:

1. Оскільки запропонований фільтр має менші розміри, програмі потрібно менше часу аби розбити модель на сітку

2. За рахунок особливості будови індуктивних 3D ЕКН. Оскільки для розрахунку використовується адаптивна сітка розбиття (що завжди займає більше часу та ресурсів на моделювання, проте дає достовірніший результат моделювання) — ця сітка буде щільнішою в місцях контакту метал–діелектрик. Але оскільки індуктивна 3D ЕКН являє собою отвір із навісним провідником і там немає контакту метал–діелектрик, розбиття на сітку виконується в декілька разів швидше, ніж у випадку із традиційним фільтром.

У фільтрі на основі 3D ЕКН смуга подавлення значно ширша, а розміри на 42% менші. При цьому час розрахунку тривимірної моделі в більш ніж 4 рази менший. Отже використання 3D ЕКН в конструкціях фільтрів можна вважати доцільним і повній мірі.

Наступна запропонована конструкція ФНЧ третього порядку, є фільтр на основі суміщеної ЕКН.

На рис. 3.5 наведена конструкція ФНЧ третього порядку на основі суміщеної ЕКН прямокутної форми із закругленими кутами.

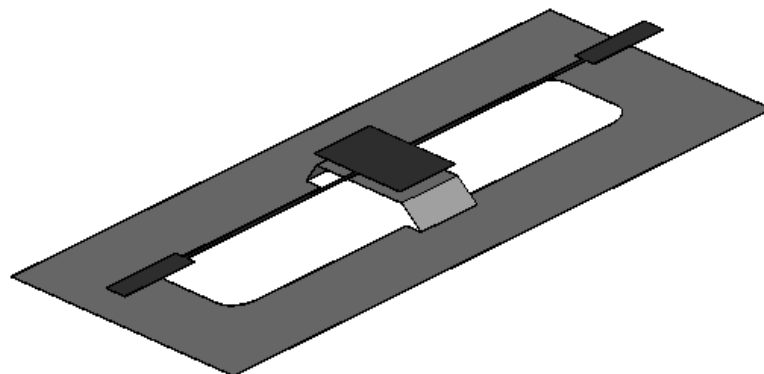


Рисунок 3.5 — Конструкція фільтра третього порядку на основі суміщеної ЕКН

Мікросмушковий провідник утворений двома вузькими і широким відрізками, що відповідають двом індуктивностям та ємності. Під широким відрізком отвір металізований.

Виходячи зі схеми на рис. 3.1 АЧХ фільтра елементів визначається формулою:

$$H = \frac{2}{\sqrt{4 + \omega^2(2\eta_L - \eta_C)^2 + \omega^4 LC\eta_L[\eta_C(2 + \omega^2\eta_L^2) - 4\eta_L]}}. \quad (3.1)$$

На рис. 3.6 наведено розрахункова (крива 1) АЧХ фільтра на основі суміщеної ЕКН; крива 2 відповідає (3.1). Конструктивні параметри фільтра: довжина і ширина отвору 17,2 і 5,0 мм,  $t = 0,9$  мм; значення  $l_L$ ,  $w_L$ ,  $l_C$  та  $w_C$  дорівнюють 7,4, 0,2, 2,4 та 5,0 мм відповідно; матеріал підложки — *Rogers RO3010*. Розрахункові параметри АЧХ такі ж, як і у розглянутого вище фільтра.

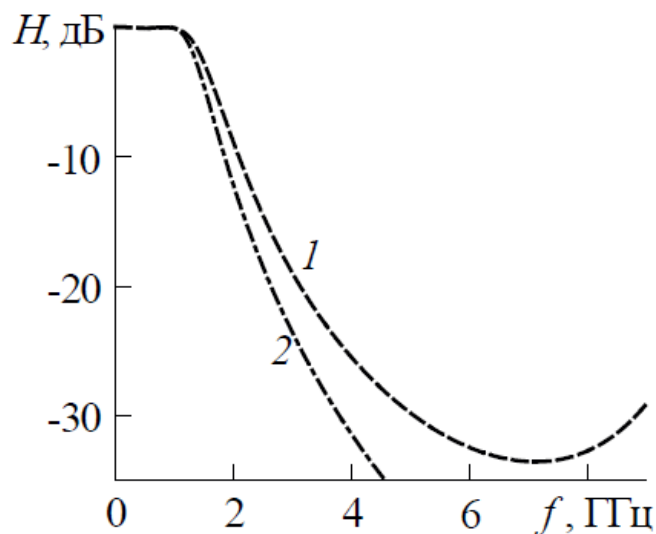


Рисунок 3.6 — АЧХ фільтру на основі суміщеної ЕКН (1) розрахункова та (2) відповідає (3.1)

Структура фільтра на основі суміщеної ЕКН простіше в порівнянні з раніше розглянутим фільтром на основі поодиноких ЕКН, однак параметри дещо гірше: довжина на 7,5% більше, а гранична частота смуги подавлення на 2,1 ГГц менше.

### 3.1.2 Фільтри п'ятого порядку

Наступним кроком дослідження було збільшення порядку фільтра.

На рис. 3.7 наведено еквівалентну схему фільтра. Параметри фільтра: частота зрізу  $f_c = 2$  ГГц, рівень пульсацій у смузі пропускання 0,1 дБ, характеристика Чебишова,  $Z_0 = 50$  Ом. Значення індуктивностей та ємностей розраховуються згідно з формулами (3.2) та (3.3) відповідно [39].

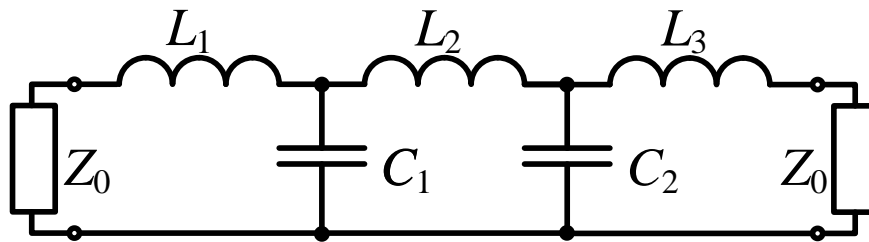


Рисунок 3.7 — Схема ФНЧ п'ятого порядку

$$L_{1-3} = \frac{Z_0 g_i}{\omega_c}, i = 1, 3, 5, \quad (3.2)$$

$$C_{1,2} = \frac{g_i}{Z_0 \omega_c}, i = 2, 4, \quad (3.3)$$

де  $\omega_c = 2\pi f_c$ ; значення  $g_i$  визначаються типом характеристики та рівнем пульсацій. У даному випадку  $g_1 = g_5 = 1,1468$ ,  $g_2 = g_4 = 1,3712$ , та  $g_3 = 1,9750$ .

Матеріал основи — Rogers RO3010, відносна діелектрична проникність  $\epsilon_r = 10,2$ , тангенс кута діелектричних втрат 0,0023 на частоті 10 ГГц, товщина діелектрика  $h = 1,27$  мм, товщина металізації 0,035 мм.

Параметри ФНЧ на основі традиційних різноімпедансних секцій мікросмушкової лінії: ширина мікросмушкового провідника  $w_L = 0,2$  мм,  $w_C = 4$  мм, хвильовий імпеданс  $Z_L = 93$  Ом,  $Z_C = 24$  Ом, де індекси «L» та «C» відповідають індуктивності та ємності.

Довжини секцій визначаються формулами

$$l_L = \frac{\lambda_{gL}}{2\pi} \arcsin\left(\frac{\omega_c L}{Z_L}\right), \quad l_C = \frac{\lambda_{gC}}{2\pi} \arcsin(\omega_c C Z_C), \quad (3.4)$$

де  $\lambda_{gL, C}$  — довжина хвилі на частоті  $f_c$ ,  $\lambda_{gL, C} = c / f_c \sqrt{\epsilon_{L, C}}$ ,  $\epsilon_{L, C}$  — відносна діелектрична проникність, значення якої дорівнюють

$$\epsilon_L = \epsilon_+ + \epsilon_- ((1 + 12x_L^{-1})^{-0,5} + 0,04(1 - x_L)^2), \quad (3.5)$$

$$\epsilon_C = \epsilon_+ + \epsilon_- (1 + 12x_C^{-1})^{-0,5},$$

де  $\epsilon_{\pm} = (\epsilon \pm 1)/2$ ;  $x_{L, C} = w_{L, C} / h$ .

Значення довжин згідно (3.4) необхідно скорегувати з урахуванням впливу ємностей у П-подібній ланці та індуктивностей у Т-подібній, які не враховуються в моделях квазісосереджених елементів і, відповідно, у формулах (3.4). Розрахунки та корекцію виконано в Mathcad, листинг наведено в Додатку В.

Результати розрахунків до й після корекції наведено в табл. 3.1.

Таблиця 3.1 — Значення довжин для традиційного фільтра

$i$	до корекції		після корекції	
	$L$ , нГн, С, пФ	$l_{L, C}$ , мм	$l_{L, C}$ , мм	$L$ , нГн, С, пФ
1, 5	4,56	6,34	5,60	4,12
2, 4	2,18	6,18	3,96	1,47
3	7,86	11,84	9,26	6,11

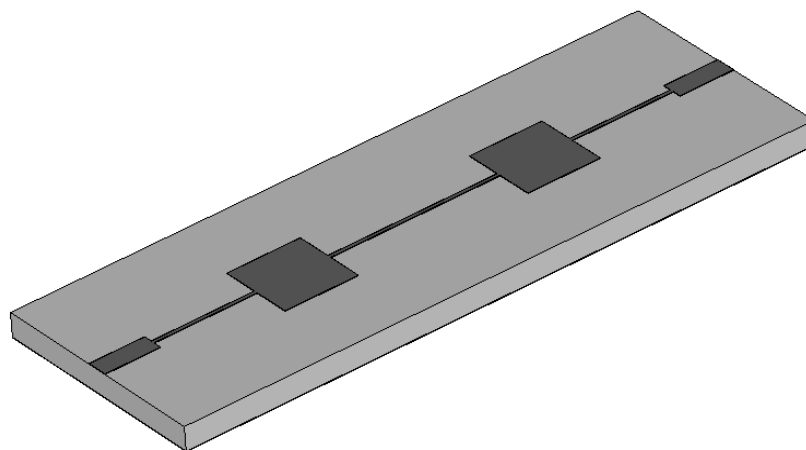
У фільтрі на основі 3D ЕКН індуктивну ЕКН виконано наскрізним отвором у діелектрику з нависним провідником діаметром 0,1 мм над ним, а ємнісну — глухим металізованим отвором квадратної форми з заокругленнями 0,5 мм та глибиною 0,6 мм, виконаним з боку сигнального провідника. Параметри індуктивних ЕКН отримано із залежностей на рис. 2.3, а параметри ємнісної ЕКН — за результатами моделювання в програмному пакеті тривимірної електромагнітного моделювання MWS.

У табл. 3.2 наведено параметри фільтра,  $d$  — діаметр круглого отвору або довжина сторони квадратного отвору.

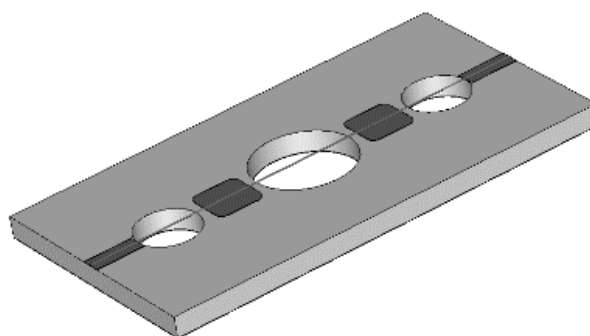
Таблиця 3.2 — Значення довжин для фільтра на основі ЕКН

$i$	$d_{L, c}$ , мм	$Z_{L, c}$ , Ом
1, 5	3,8	170
2, 4	2,9	19
3	6,0	240

Рис. 3.8 ілюструє конструкції НЧ фільтрів зі збереженням відносних розмірів. Відстань між індуктивними та ємнісними ЕКН — 0,5 мм. Довжини фільтрів дорівнюють 34,4 та 27,4 мм з урахуванням зовнішніх відрізків мікросмушкового провідника завдовжки 3 мм.



а



б

Рисунок 3.8 — Конструкції фільтрів п'ятого порядку

На рис. 3.9 наведено АЧХ фільтрів. Моделювання виконано в програмному пакеті MWS, налаштування розв'язувача такі самі, так само як і з фільтром третього порядку, час на розрахунок фільтра на основі ЕКН. Для обох фільтрів отримано частоту зрізу  $f_c = 2$  ГГц, пульсації в смузі пропускання 0,1 дБ зі спадом характеристики в смузі пропускання до 0,2 дБ на частоті зрізу.

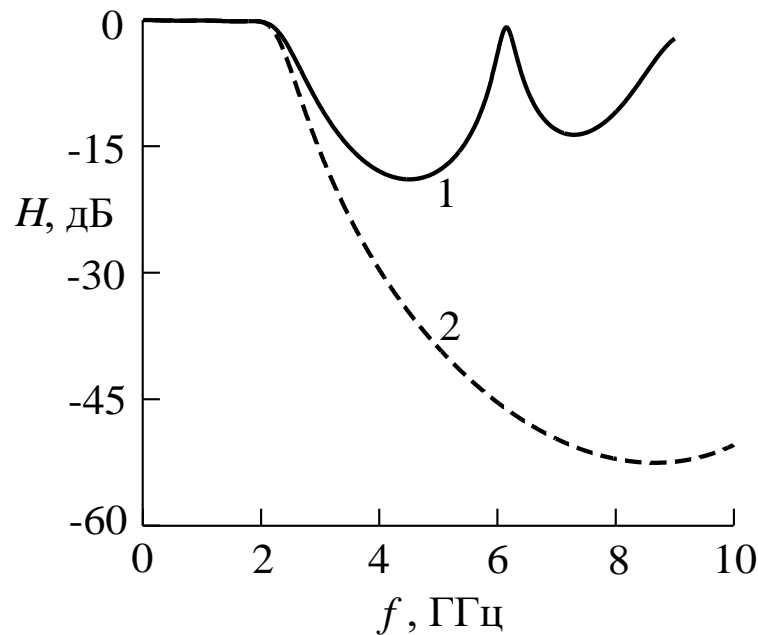


Рисунок 3.9 — АЧХ НЧ фільтрів: традиційного (1) та на основі ЕКН (2).

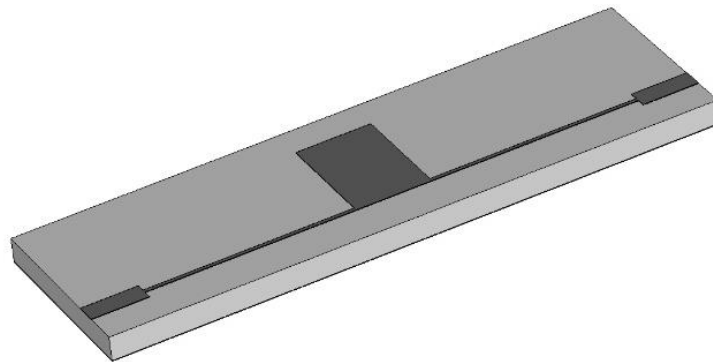
Фільтр на основі ЕКН має значно кращу вибірковість у порівнянні з традиційним фільтром. Розширення смуги подавлення зумовлене меншими розмірами квазісосереджених реактивних елементів, а значне зменшення рівня в смузі подавлення суттєво більшими й меншим хвильовими імпедансами індуктивних та ємнісних ЕКН. Частоти й мінімуми характеристик 1 та 2 дорівнюють 4,5 і 8,7 ГГц та -18,9 і -52,5 дБ відповідно. Розміри фільтра на основі ЕКН на 20 % менші.

## 3.2 Фільтри із ємнісними шлейфами

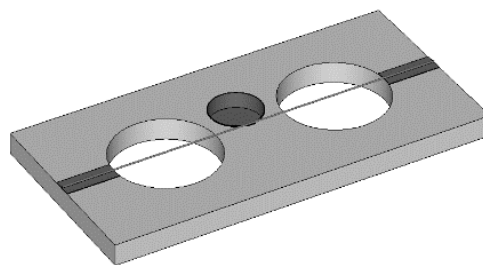
### 3.2.1 Фільтри третього порядку

Як вже згадувалось раніше, в мікросмужковій техніці широко застосовують шлейфи. Альтернативне попередньому конструктивне рішення паралельної ємності фільтра — розімкнений шлейф завдовжки  $l_n < \lambda / 4$ .

Рис. 3.10 ілюструє конструкції фільтрів зі шлейфом. Відмінності конструктивних параметрів фільтра третього порядку від фільтра третього порядку:  $l_b = 11,04$  мм,  $l_n = 5,78$  мм. У фільтрі на основі ЕКН у порівнянні з фільтром третього порядку зміщено ємнісну ЕК-неоднорідність та з'єднано її з сигнальним провідником відрізком смужкового провідника завдовжки 0,5 мм та завширшки 0,2 мм.



а



б

Рисунок 3.10 — Конструкції фільтрів третього порядку із ємнісними шлейфами

Розглянемо особливості характеристик шлейфів фільтрів традиційної будови та на основі ЕКН.

Вхідний імпеданс шлейфа дорівнює

$$z_{\text{ш}} = \frac{1}{i\gamma}, \quad (3.6)$$

де  $i = \sqrt{-1}$ ;  $\gamma = z_{\text{н}}^{-1} g_{\text{н}}$ . Виходячи з (3.6) отримаємо формулу для ємності

$$C = \frac{g_{\text{нс}}}{\omega_c Z_{\text{н}}}, \quad (3.7)$$

де індекс «с» відповідає частоті  $f_c$ ;  $\omega = 2\pi f$ .

Враховуючи, що  $\varphi_{\text{нс}} \ll 1$ , маємо  $g_{\text{нс}} = \text{tg}\varphi_{\text{нс}} \approx \varphi_{\text{нс}}$  і з (3.7) отримаємо другу з формул (2.1). Вхідний імпеданс лінії передачі зі шлейфом дорівнює

$$z_{\text{вх}} = \frac{1}{1 + z_{\text{ш}}^{-1}}, \quad (3.9)$$

$$R_c = \frac{1 - Z_c}{1 + Z_c} = \frac{g^2(z^{-2} - z^2)}{2g(z + z^{-1}) + g^2(z^2 + z^{-2})}, \quad (3.10)$$

Виходячи з (3.9) та формул (3.10) і (2.6) отримаємо вираз для АЧХ лінії передачі зі шлейфом:

$$H = \frac{1}{\sqrt{1 + (\gamma/2)^2}}. \quad (3.11)$$

Поблизу частоти режекції шлейфа  $f_p$  маємо  $(\gamma/2)^2 \gg 1$ , і (3.11) перетворюється до вигляду

$$H \approx \frac{2}{|\gamma|}. \quad (3.12)$$

Як видно з формули (3.12), значення  $H$  зменшується зі зменшенням  $z_{\text{н}}$ , а частота  $f_p$  збільшується зі зменшенням  $l_{\text{н}}$ . Оскільки для ЕК-шлейфа значення  $z_{\text{н}}$  значно менше ніж для традиційного, як видно з (3.7) і (2.1), у цьому випадку істотно зменшується  $l_{\text{н}}$ . Таким чином, АЧХ лінії передачі з ЕК-шлейфом має бути кращою у порівнянні з традиційним шлейфом.



На рис. 3.11 наведено АЧХ лінії передачі зі шлейфом. Видно, що співвідношення (3.12) виконується не лише поблизу частоти  $f_p$ , а в більш широкому діапазоні частот.

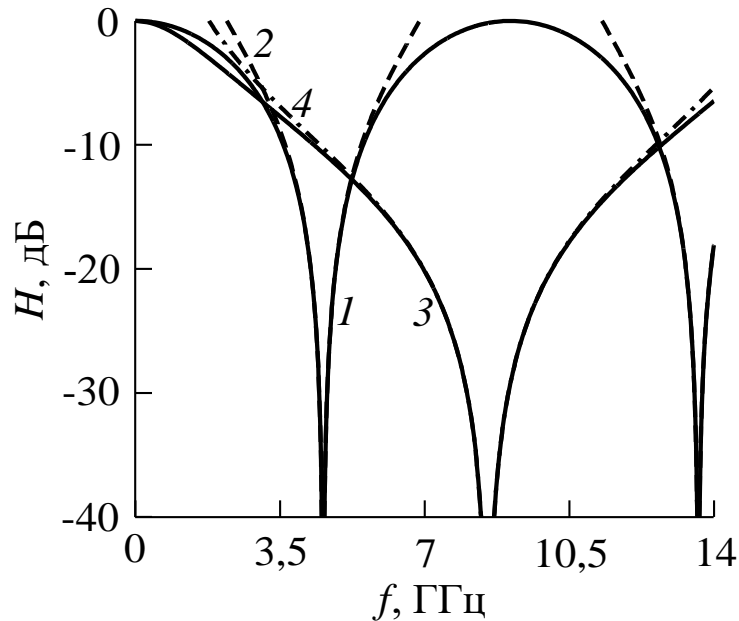


Рисунок 3.11— АЧХ лінії передачі з традиційним (1, 2) та ЕК- (3, 4) шлейфом згідно (3.11) та (3.12) відповідно.

Як і очікувалося, АЧХ лінії передачі з ЕК-шлейфом суттєво краща. АЧХ 1 та 3 мають такі смуги режекції на рівнях  $-10$ ,  $-20$  та  $-30$  дБ: 1,93, 0,60, 0,19 та 8,42, 3,12, 1,01 ГГц відповідно; останні ширші у 4,4, 5,2 та 5,3 рази.

На рис. 3.12,а наведено одновимірну модель фільтра зі шлейфом.

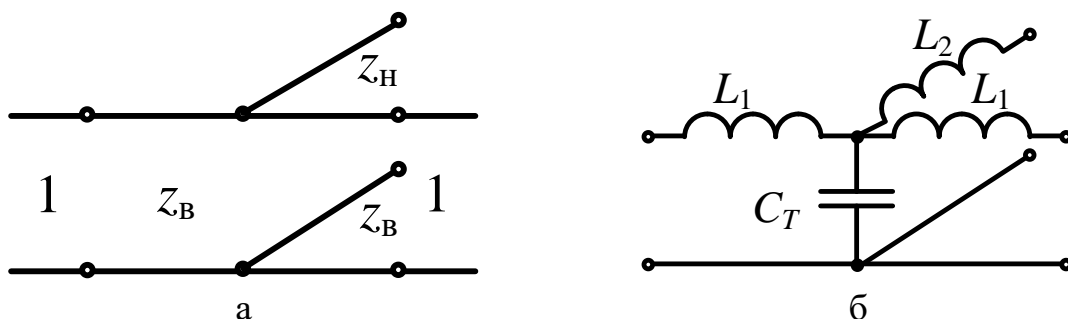


Рисунок 3.12 — Одновимірна модель фільтра зі шлейфом (а) та еквівалентна схема мікросмужкового Т-з'єднання (б).  $L_{1,2}$  та  $C_T$  — еквівалентні елементи.

Виходячи з цієї моделі для АЧХ фільтра отримаємо:

$$H = \frac{\cos \varphi_B^{-2}}{\sqrt{[1 - \alpha(\beta + \gamma)]^2 + [\alpha + \beta + (\gamma/2)(1 - \alpha^2)]^2}}, \quad (3.13)$$

де  $\alpha = z_B g_B$ ;  $\beta = z_B^{-1} g_B$ .

На рис. 3.13 наведено АЧХ фільтрів із шлейфами. АЧХ 1 на рис. 8, а відповідає приведеній в [39] (в [39] АЧХ показано до 6 ГГц), а АЧХ 2 — виразу (3.13). Як бачимо, за одновимірною моделлю суттєво відрізняється частота  $f_p$ .

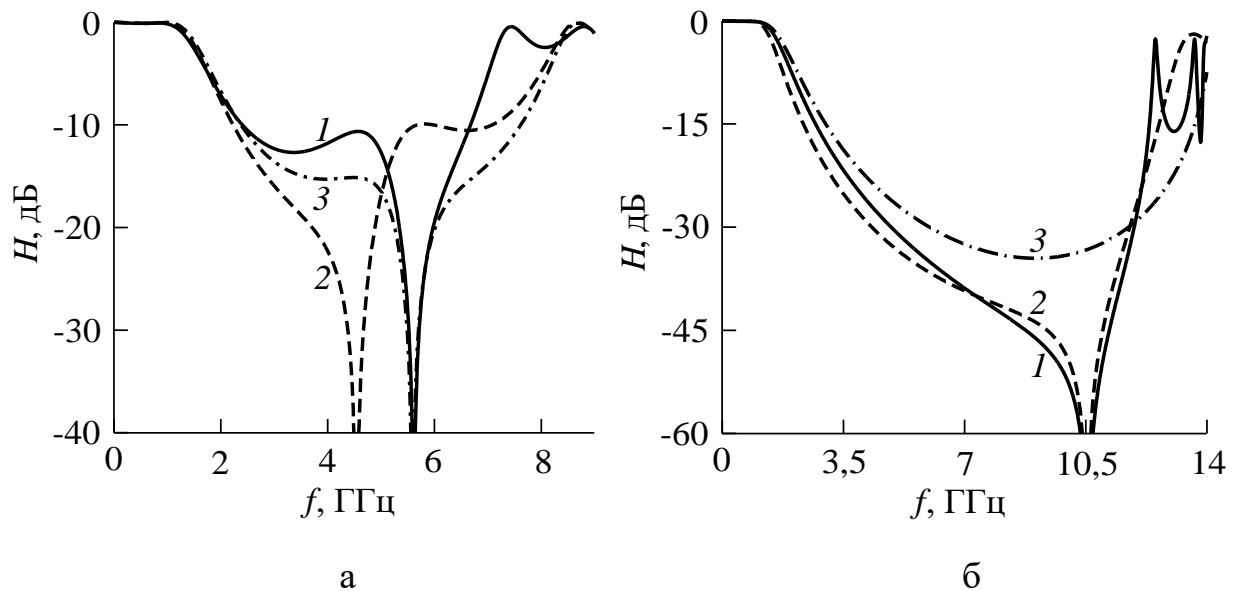


Рисунок 3.13 — АЧХ фільтрів траційного (а) та на основі ЕКН (б) згідно три- (1) та одновимірної (2 та 3 н) моделей; АЧХ 3 на рис. б відповідає фільтру третього порядку.

Оскільки при  $f \rightarrow f_p$  маємо  $z_{ш} \rightarrow 0$ , на значення  $f_p$  буде впливати незначна додаткова реактивність.

На рис. 3.12,б наведено еквівалентну схему мікросмужкового Т-з'єднання. На значення  $f_p$  впливає індуктивність  $L_2$ . Внаслідок того, що  $L_2 < 0$ , значення  $f_p$  збільшується.

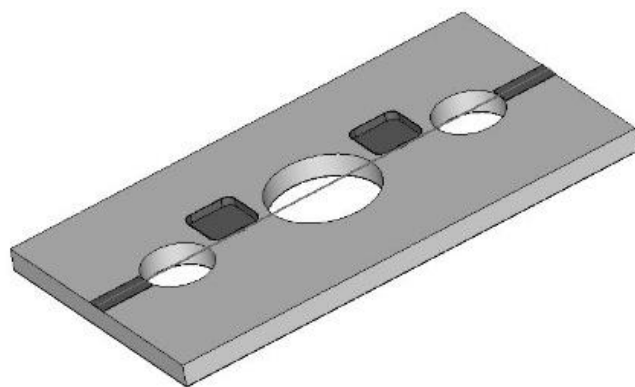
Згідно тривимірної моделі значення  $f_p$  для традиційного та фільтра на основі ЕКН дорівнюють 5,62 та 10,56 ГГц, що відповідає таким значенням  $L_2$ :  $-0,27$  та  $-0,05$  нГн.

АЧХ 3 на рис. 3.13,а та АЧХ 2 на рис. 3.13,б відповідають (3.13) з урахуванням індуктивності  $L_2$  за тривимірною моделлю.

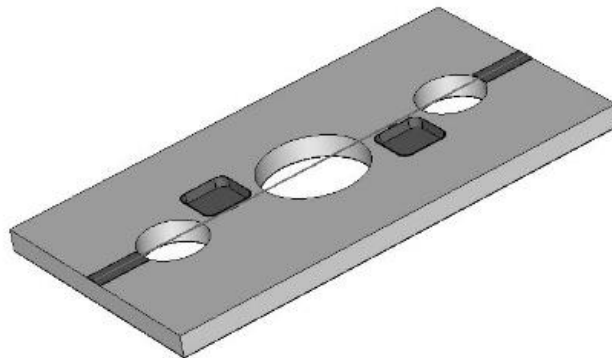
Порівняння АЧХ фільтрів без шлейфу та з шлейфом на рис. 3.13,б ілюструє зменшення рівня у смузї подавлення при використанні ємнісного шлейфа.

### 3.2.2 Фільтри п'ятого порядку

На рис. 3.14 зображено фільтри п'ятого порядку із шлейфами. Розміри відповідають розмірам фільтра на основі ЕКН п'ятого порядку.



а



б

Рисунок 3.14 — Конструкції фільтрів п'ятого порядку

У відомих ФНЧ шлейфи розміщено по одну сторону відносно напрямку поширення хвилі. Паразитний ємнісний зв'язок між сусідніми шлейфами обмежує подавлення сигналу в смузі подавлення. При підключенні шлейфів по різні сторони від сигнального провідника паразитний ємнісний зв'язок між сусідніми шлейфами зменшується, що забезпечує збільшення подавлення сигналу в смузі подавлення.

На рис. 3.15 наведено характеристики фільтрів, АЧХ із шлейфом з різних сторін (1) та із шлейфом з однієї сторони (2). Параметри фільтрів: фільтр п'ятого порядку, характеристика Чебишова, гранична частота смуги пропускання 2 ГГц, рівень пульсацій у смузі пропускання 0,1 дБ.

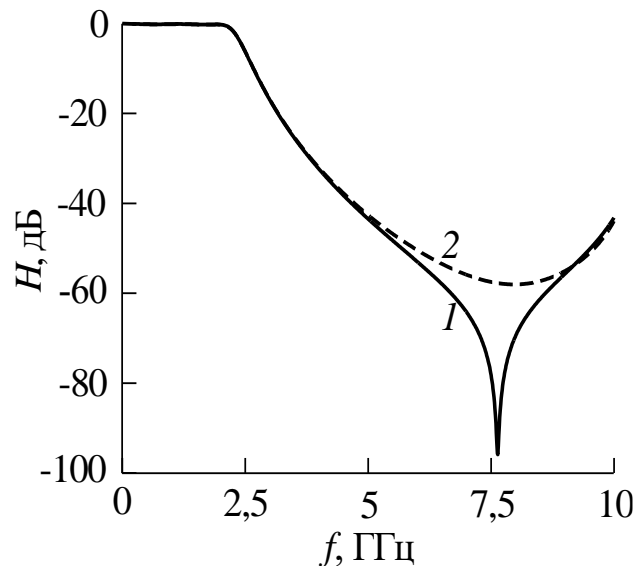


Рисунок 3.15 — АЧХ із шлейфом з різних сторін (1) та із шлейфом з однієї сторони (2)

Мінімальний рівень сигналу у смузі подавлення АЧХ 1 дорівнює  $-95,9$  дБ, а АЧХ 2 —  $-58,0$  дБ. У смузі подавлення АЧХ 1 спостерігається режекція, яка відповідає АЧХ окремого шлейфа. В АЧХ 2 режекція відсутня, що обумовлене паразитним ємнісним зв'язком між шлейфами. Запропонована корисна модель мікросмушкового ФНЧ дозволяє збільшити подавлення сигналу в смузі подавлення [1].

Окрім використання 3D реактивних елементів, НЧ фільтр має такі відмінності від традиційних рішень:

- 1) шлейф з'єднано з сигнальним провідником малим контактним майданчиком;
- 2) шлейфи розміщено по різні боки сигнального провідника.

Розглянемо вплив цих особливостей на АЧХ ФНЧ.

АЧХ шлейфа має режекцію, частота  $f_p$  якої без урахування паразитних параметрів визначається чвертьхвильовою умовою для довжини шлейфа. На значення частоти  $f_p$  впливає паразитна індуктивність  $L_{\pi}$  шлейфного Т-з'єднання, що включена послідовно шлейфу [13]. Традиційно з'єднання шлейфа з сигнальним провідником виконують вздовж всієї ширини шлейфа [39, 82]. У цьому випадку значення  $L_{\pi}$  від'ємне і велике за модулем. Це призводить до значного збільшення частоти  $f_p$  і, як наслідок, до погіршення крутості АЧХ шлейфа та ФНЧ. У разі приєднання шлейфа за допомогою малого контактного майданчика значення  $L_{\pi}$  зменшується за модулем і, навіть, може стати додатним [13].

Рис. 3.16 ілюструє застосування контактного майданчика в НЧ фільтрі третього порядку з 2D шлейфом. Без контактного майданчика (традиційне рішення, розглянуте в [39])  $L_{\pi} = -0,27$  нГн. Внаслідок впливу індуктивності  $L_{\pi}$  значення  $f_p$  збільшується з 4,54 до 5,62 ГГц. З контактним майданчиком розмірами  $0,1 \times 0,2$  мм (вздовж шлейфа та лінії відповідно)  $L_{\pi} = 0,04$  нГн і  $f_p = 4,42$  ГГц. У результаті крутість АЧХ ФНЧ зростає з 9,2 до 10,4 дБ/ГГц.

У ФНЧ, що зображений на рис. 3.14 б, шлейфи мають контактні майданчики розмірами  $0,5 \times 0,2$  мм і  $L_{\pi} = -0,015$  нГн.

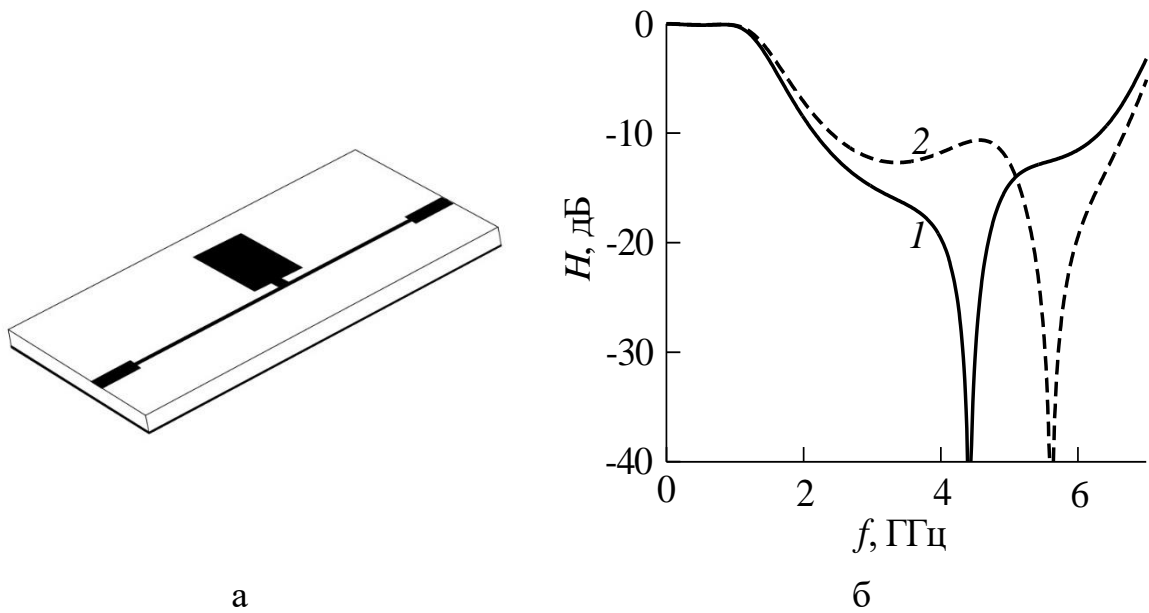


Рисунок 3.16 — Фільтр нижніх частот з 2D шлейфом з контактним майданчиком (а); АЧХ ФНЧ з контактним майданчиком (1) та без нього (2) (б).

У разі традиційного розміщення шлейфів по один бік сигнального провідника в розрахунковій АЧХ ФНЧ п'ятого порядку з 3D-шлейфами відсутня режекція, хоча в АЧХ НЧ фільтрі з одним 2D шлейфом вона є (рис. 3.16,б). Мінімальний рівень в смузі подавлення АЧХ ФНЧ п'ятого порядку складає  $-58$  дБ. Відсутність режекції можна пояснити тим, що за настільки низького рівня сигналу в смузі подавлення помітним стає паразитний ємнісний зв'язок між шлейфами, зумовлений їх різними потенціалами. Розміщенням шлейфів по різні боки сигнального провідника цей зв'язок значно зменшено, оскільки більша відстань між шлейфами та менша ефективна діелектрична проникність простору між ними (завдяки отвору індуктивності). У результаті АЧХ має область режекції з мінімальним рівнем  $-96$  дБ.

### 3.2.3 Оптимізація фільтрів із тривимірними шлейфами

На рис. 3.17,а наведено АЧХ за різних глибин отворів шлейфів, розміри контактних майданчиків шлейфів:  $0,5 \times 0,1$  та  $0,2 \times 0,1$  мм. Як бачимо, найширшу смугу подавлення забезпечує варіант з глибиною отворів шлейфів 0,45 мм. Цей варіант реалізовано експериментально.

Рис 3.17,б ілюструє порівняння АЧХ ФНЧ до та після оптимізації. У результаті оптимізації крутість АЧХ зросла з 20,0 до 22,9 дБ/ГГц та розширилася смуга подавлення (з 4,2 до 4,9 ГГц на рівні  $-50$  дБ та з 1,9 до 3,8 ГГц на рівні  $-60$  дБ). Крутість АЧХ оптимізованого ФНЧ вища за крутість АЧХ ФНЧ на основі зосереджених елементів, що дорівнює 21,5 дБ/ГГц. Розглянемо пояснення такого співвідношення.

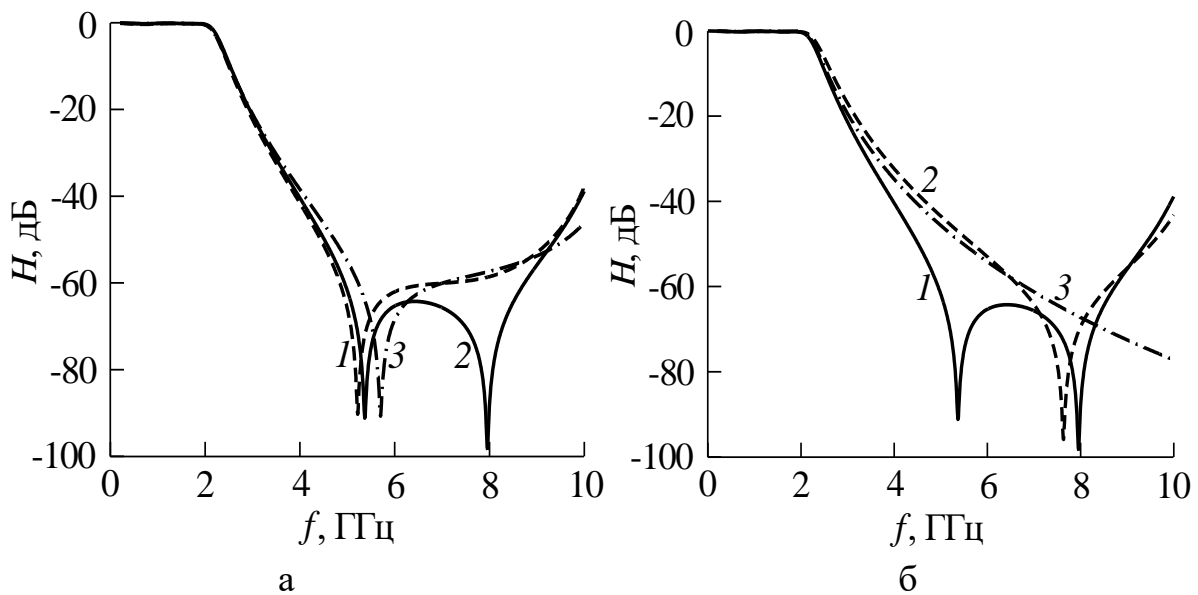


Рис. 3.17. Розрахункові АЧХ за глибини шлейфів: 0,40, 0,45 та 0,52 мм (криві 1 – 3 відповідно) (а); АЧХ оптимізованого ФНЧ, неоптимізованого та ФНЧ на основі зосереджених елементів (криві 1 – 3 відповідно) (б).

Розрахований на характеристику Чебишова ФНЧ буде мати таку характеристику, якщо реактивні елементи зосереджені. Квазізосереджені елементи наближені до зосереджених, тому АЧХ ФНЧ на їхній основі лише наближена до характеристики Чебишова. Як видно з рис. 3.17, зі збільшенням

частоти внаслідок збільшення опорів індуктивностей і зменшення опорів ємностей зростають падіння напруги на індуктивностях і струм крізь ємності. У результаті зменшуються струм і напруга на навантазі і АЧХ спадає. Крутість АЧХ буде більшою, як порівняти з зосередженими елементами, у разі збільшення з частотою параметрів квазізосереджених елементів. Розглянемо частотні залежності еквівалентних параметрів квазізосереджених реактивних елементів згідно з моделлю відрізка довгої лінії без втрат.

З формул для вхідного опору відрізка довгої лінії, коефіцієнта відбиття від відрізка та закону збереження енергії в результаті перетворень для коефіцієнта проходження відрізка довгої лінії — секції маємо

$$T_c = \frac{1}{\sqrt{1 + [(Z_0^2 - Z^2) \sin \varphi / 2Z_0 Z]^2}}, \quad (3.14)$$

де  $Z_0$  та  $Z$  — хвильові опори довгої лінії та відрізка довгої лінії відповідно;  $\varphi = \beta l$ ,  $\beta$  — хвильове число;  $l$  — довжина відрізка ДЛ; для індуктивної секції  $Z \gg Z_0$ , а для ємнісної —  $Z \ll Z_0$ . Коефіцієнти передачі кіл, утворених зосередженою індуктивністю  $L$ , приєднаною послідовно навантазі, та зосередженою паралельною навантазі ємністю  $C$ , дорівнюють відповідно

$$T_L = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega L / 2Z_0)^2}}, \quad T_C = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega C Z_0 / 2)^2}}, \quad (3.15)$$

де  $Z_0$  — опір навантаги. Прирівнюючи (3.14) та (3.15), знайдемо еквівалентні індуктивність  $L_c$  та ємність  $C_c$  секцій:

$$L_c = \frac{(Z^2 - Z_0^2) \sin \varphi}{\omega Z}, \quad C_c = \frac{(Z_0^2 - Z^2) \sin \varphi}{\omega Z_0 Z},$$

де  $\omega = 2\pi f$ . Оскільки  $\varphi = \omega l / v$ ,  $v$  — фазова швидкість хвилі, та  $\sin x < x$ , еквівалентні індуктивність та ємність секцій зменшуються з частотою.

З рівності вхідного опору мікросмужкового шлейфа та опору зосередженої ємності отримаємо еквівалентну ємність шлейфа:



$$C_{\text{ш}} = \frac{1}{\omega Z / \operatorname{tg} \varphi - \omega^2 L_{\text{п}}}. \quad (3.16)$$

Оскільки  $\operatorname{tg} x > x$ , перша складова знаменника (3.16) зменшується з частотою, що призводить до збільшення ємності  $C_{\text{ш}}$ . Якщо  $L_{\text{п}} > 0$ , друга складова від'ємна і ємність  $C_{\text{ш}}$  зростає з частотою ще в більшій мірі і тим більшій, чим більша індуктивність  $L_{\text{п}}$ .

У випадку  $L_{\text{п}} < 0$  друга складова додатна, збільшується з частотою, що призводить до зменшення ємності  $C_{\text{ш}}$ . Характер частотної залежності ємності  $C_{\text{ш}}$  визначатиме співвідношення складових знаменника (3.16). Знайдемо умову збільшення ємності  $C_{\text{ш}}$  з частотою для цього випадку. На початку спаду АЧХ  $\varphi \ll 1$ , тому скористаємося наближенням  $\operatorname{tg} \varphi \approx \varphi + \varphi^3 / 3$ . У результаті з (3.16) отримаємо умову збільшення ємності  $C_{\text{ш}}$  з частотою:

$$L_{\text{п}} > -\frac{Z\varphi^2}{3\omega}. \quad (3.17)$$

Ця умова загальна, оскільки включає і випадок  $L_{\text{п}} \geq 0$ . Для оптимізованого ФНЧ на частоті зрізу маємо  $L_{\text{п}} > -0,09 \text{ нГн}$ .

Крутість АЧХ оптимізованого ФНЧ вища проти ФНЧ на основі зосереджених елементів, оскільки значення індуктивностей  $L_{\text{п}}$  шлейфів задовольняють умові (3.17) та збільшення з частотою еквівалентних ємностей шлейфів переважає зменшення еквівалентних індуктивностей секцій.

### Висновок до розділу

1. Запропонований фільтр третього порядку на основі поодиноких 3D ЕКН має значно ширшу смугу подавлення, а розміри на 42% менші. При цьому час розрахунку тривимірної моделі в більш ніж 4 рази менший в порівнянні із традиційним фільтром.

2. Структура фільтра на основі суміщеної ЕКН простіше в порівнянні з раніше розглянутим фільтром на основі поодиноких ЕКН, однак параметри дещо гірше: довжина на 7,5% більше, а гранична частота смуги подавлення на 2,1 ГГц менше.

3. Фільтр п'ятого порядку на основі ЕКН має значно кращу вибірковість у порівнянні з традиційним фільтром. Розширення смуги подавлення зумовлене меншими розмірами квазізосереджених реактивних елементів, а значне зменшення рівня в смузі подавлення суттєво більшими й меншим хвильовими імпедансами індуктивних та ємнісних ЕКН. Частоти й мінімуми характеристик традиційного фільтра та основі ЕКН дорівнюють 4,5 і 8,7 ГГц та  $-18,9$  і  $-52,5$  дБ відповідно. Розміри фільтра на основі ЕКН на 20 % менші.

4. Використання у якості квазізосереджених ємностей 3D шлейфів, з'єднаних з сигнальним провідником малим контактним майданчиком, дозволяє оптимізувати АЧХ ФНЧ вибором глибини отворів шлейфів та розмірів контактних майданчиків.

5. За результатами оптимізації НЧ фільтра з 3D-шлейфами крутість АЧХ зросла з 20,0 до 22,9 дБ/ГГц та розширилася смуга подавлення (з 1,9 до 3,8 ГГц на рівні  $-60$  дБ). Крутість оптимізованої АЧХ вища проти АЧХ ФНЧ на основі зосереджених елементів, що дорівнює 21,5 дБ/ГГц.

## 4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ

Експериментальні зразки виконано на матеріалі Rogers RO3010, відносна діелектрична проникність  $\varepsilon_r = 10,2$ , тангенс кута діелектричних втрат 0,0023 на частоті 10 ГГц, товщина діелектрика  $h = 1,27$  мм, товщина металізації 0,035 мм.

Представлені експериментальні характеристики виміряні векторним аналізатором електричних кіл Anritsu MS46122A ShockLine, розрахункові характеристики отримано 3D-моделюванням в програмному пакеті MWS.

### 4.1 Електромагнітні кристали

#### 4.1.1 Поодинокі та суміщені неоднорідності

На рис. 4.1 наведено характеристики ЕК на основі круглих поодиноких та суміщених ЕКН з боку сигнального провідника.

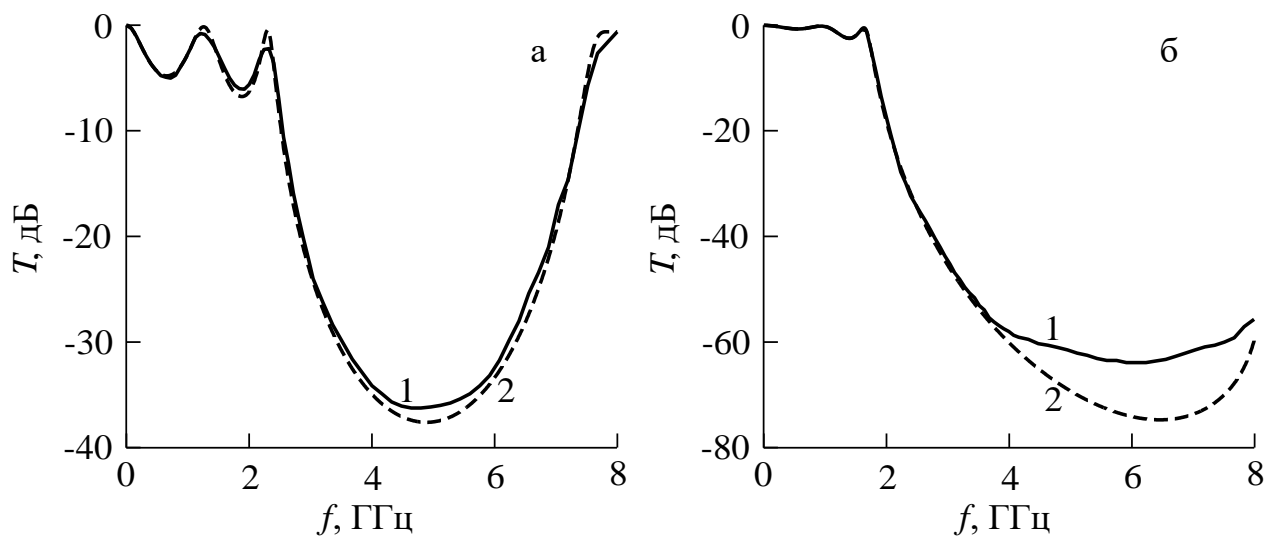


Рисунок 4.1 — Експериментальні (1) та розрахункові (2) залежності коефіцієнта проходження ЕК; а — ЕК на основі поодиноких ЕКН; б — ЕК на основі суміщених ЕКН

Сигнальний провідник суміщеної ЕКН виконано нависним дротовим вздовж всієї неоднорідності. Параметри поодинокі та суміщеної ЕКН: діаметр отвору 6 мм, глибина отвору 0,8 мм, діаметр дротового провідника

0,1 мм. В поодинокій ЕКН металізовано весь отвір, в суміщеній — половину. Матеріал основи — Rogers RO3010, відносна діелектрична проникність  $\epsilon_r = 10,2$ , тангенс кута діелектричних втрат 0,0023 на частоті 10 ГГц, товщина діелектрика  $h = 1,27$  мм, товщина металізації 0,035 мм. Кількість неоднорідностей 3, період ЕК 9 мм.

Для поодинокі та суміщеної ЕКН розрахункові значення  $T_{\min}$  дорівнюють  $-9,9$  та  $-29,5$  дБ, відповідні значення  $z$  — 0,16 і 0,02. ЕК на основі основи суміщених ЕКН має більш широку заборонену зону, суттєво менші значення  $T_{\min}$  і пульсації у дозволений зоні. Експериментальні та розрахункові значення  $T_{\min}$  у забороненій зоні для ЕК на поодиноких та суміщених ЕКН дорівнюють відповідно  $-36$  і  $-38$  дБ та  $-64$  і  $-75$  дБ.

Суміщені ЕКН мають значно вищу ефективність. Розрахункове та експериментальне значення  $T_{\min}$  ЕК на основі суміщених ЕКН менше на 37 та 28 дБ відповідно.

#### **4.1.2 Тривимірні шлейфи**

Розглянемо експериментальні результати дослідження зразка 3D-шлейфа, використаного в конструкції ФНЧ п'ятого порядку (див. підрозділ 3.2).

На рис. 4.2,а наведено фотографію експериментального зразка 3D-шлейфа. Отвір шлейфа квадратної форми зі стороною 2,9 мм, глибина отвору 0,45 мм, розмір конактного майданчика  $0,5\text{мм} \times 0,1\text{мм}$ . Матеріал основи — Rogers RO3010.

Експериментальні та розрахункові значення  $f_p$  і рівня режекції дорівнюють 6,41 та 5,72 ГГц і  $-51,5$  та  $-49,4$  дБ відповідно. Відносна похибка розрахункових значень  $f_p$  і рівня режекції: 11 % і 4 % відповідно. В одиницях нормованої частоти експериментальна та розрахункова характеристики практично збігаються.

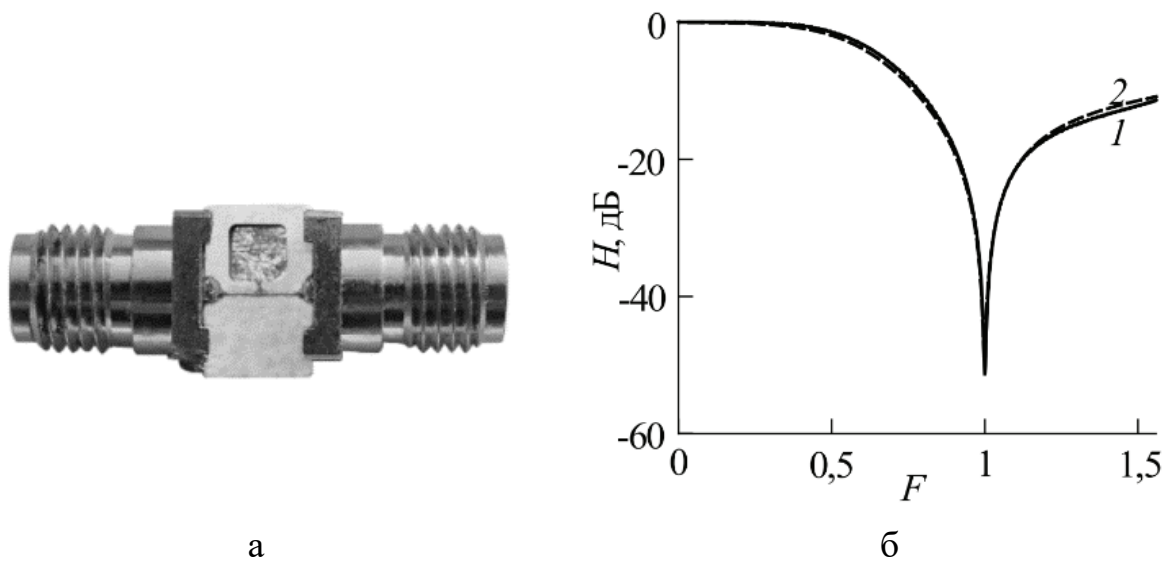


Рисунок 4.2 — Фотографія експериментального зразка 3D шлейфа (а) та експериментальна (1) і розрахункова (2) АЧХ шлейфа (б);  $F = f / f_p$

## 4.2 Фільтри третього порядку

### 4.2.1 Фільтри на основі поодиноких неоднорідностей

На рис. 4.3,а представлена фотографія експериментального зразка фільтра на основі ЕКН, а на рис. 4.3,б наведені розрахункові (криві 1 і 2) і експериментальна (крива 3) АЧХ фільтра традиційної структури (крива 1) і на основі ЕКН (криві 2 і 3).

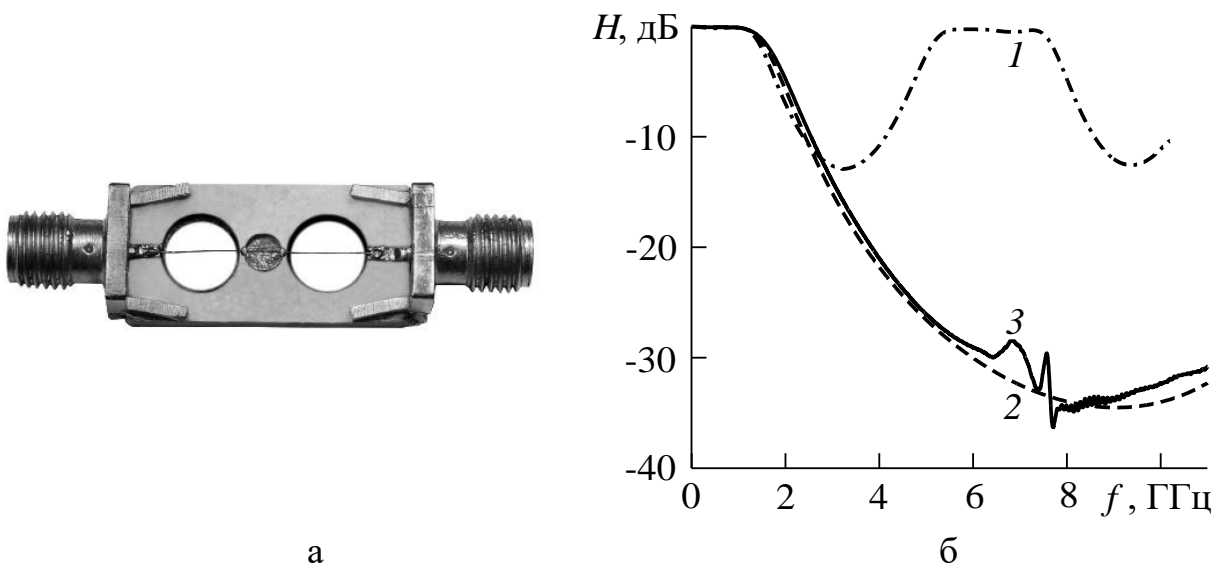


Рисунок 4.3 — Фотографія експериментального зразка та АЧХ

Розрахункові значення  $f_{\min}$  та  $H_{\min}$  АЧХ 1 та 2 дорівнюють 3,2 і 9,0 ГГц та  $-12,9$  і  $-34,5$  дБ відповідно. Експериментальні значення  $f_c$  Експериментальні та рівня пульсацій збігаються з розрахунковими; на частоті 9,0 ГГц експериментальне значення  $H = -33,8$  дБ.

Верхня робоча частота фільтра обмежена критичною частотою першої моди вищого порядку, приблизно рівній

$$f_{\text{кр}} \approx \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r} (2w + 0,8h)},$$

#### 4.2.1 Фільтри на основі суміщених неоднорідностей

На рис. 4.4,а і 4.4,б представлені фотографії експериментального зразка ФНЧ на основі суміщеної ЕКН прямокутної форми із закругленими кутами (вид зверху і знизу відповідно). Мікросмушковий провідник утворений двома вузькими і широким відрізками, відповідними двом індуктивності і ємності. Під широким відрізком отвір металізований. Для підвищення механічної жорсткості до металізованої поверхні і роз'ємів підпаяні мідні штирі.

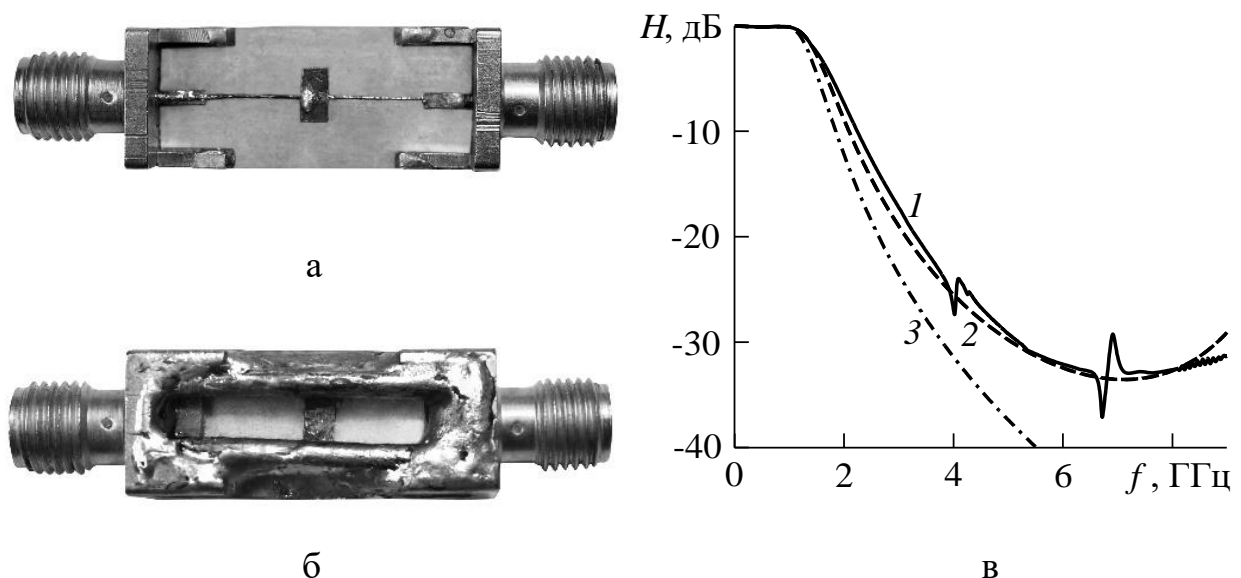


Рисунок 4.4 — Фотографії експериментального зразка та АЧХ

На рис. 4.4,в наведені експериментальна (крива 1) і розрахункова (крива 2) АЧХ фільтра на основі суміщеної ЕКН; крива 3 відповідає формулі

$$H = \frac{2}{\sqrt{4 + \omega^2(2\eta_L - \eta_C)^2 + \omega^4 LC\eta_L[\eta_C(2 + \omega^2\eta_L^2) - 4\eta_L]}}.$$

Конструктивні параметри фільтра: довжина і ширина отвору 17,2 і 5,0 мм, 0,9 мм; значення  $l_L$ ,  $w_L$ ,  $l_C$  і  $w_C$  дорівнюють 7,4, 0,2, 2,4 і 5,0 мм відповідно; матеріал основи— Rogers RO3010. Розрахункові параметри АЧХ такі ж, як і у наведеного вище фільтра. Розрахункові значення  $f_{\min}$  та  $H_{\min}$  складають 7,1 ГГц та -33,5 дБ; на частоті 7,1 ГГц експериментальне значення  $H = -32,9$  дБ.

Структура фільтра на основі суміщеної ЕКН простіше в порівнянні з фільтром на основі одиночних ЕКН, однак параметри дещо гірше: довжина на 7,5% більше, а розрахункова частота мінімуму смуги подавлення на 1,9 ГГц менше.

Технологія виготовлення фільтрів на основі ЕКН має такі особливості:

- 1) наскрізні й глухі отвори виконані свердлінням і фрезеруванням з послідовним наближенням до необхідних розмірів;
- 2) мікросмужковийц провідник сформований послідовною прорізкою в розмір пальчикової торцевої мікрофрезой з подальшим механічним видаленням незадіяних ділянок металізації;
- 3) металізація отворів виконана провідною пастою на мідній основі.

Для дослідження повторюваності параметрів було виготовлено чотири зразки фільтрів по два кожного виду. Результати вимірювань показали хорошу повторюваність характеристик. У табл. 4.1 наведені розраховані параметри, що ілюструють вплив технологічних похибок на електричні параметри фільтрів на основі поодиноких ЕКН; тут  $\delta$  відносна похибка розмірів

елементів фільтра. Для порівняння вказані параметри при номінальних розмірах.

Таблиця 4.1 — Вплив технологічних похибок на електричні параметри фільтрів

$\delta, \%$	$f_c, \text{ГГц}$	$f_{\text{мін}}, \text{ГГц}$	$H_{\text{мін}}, \text{дБ}$
+5	0,77	8,8	−36,3
0	1,00	9,0	−34,5
−5	1,17	9,4	−33,3

Найбільш чутлива до технологічних погіршень ширина смуги пропускання.

### 4.3 Фільтри п'ятого порядку

Рис. 4.5 ілюструє експериментальний зразок ФНЧ та його АЧХ. Як бачимо, експериментальна АЧХ добре узгоджується з розрахунковою.

Вимірювання виконано без корпусування зразків. Паразитний ємнісний зв'язок між входом і виходом зменшений екрануванням мідною фольгою.

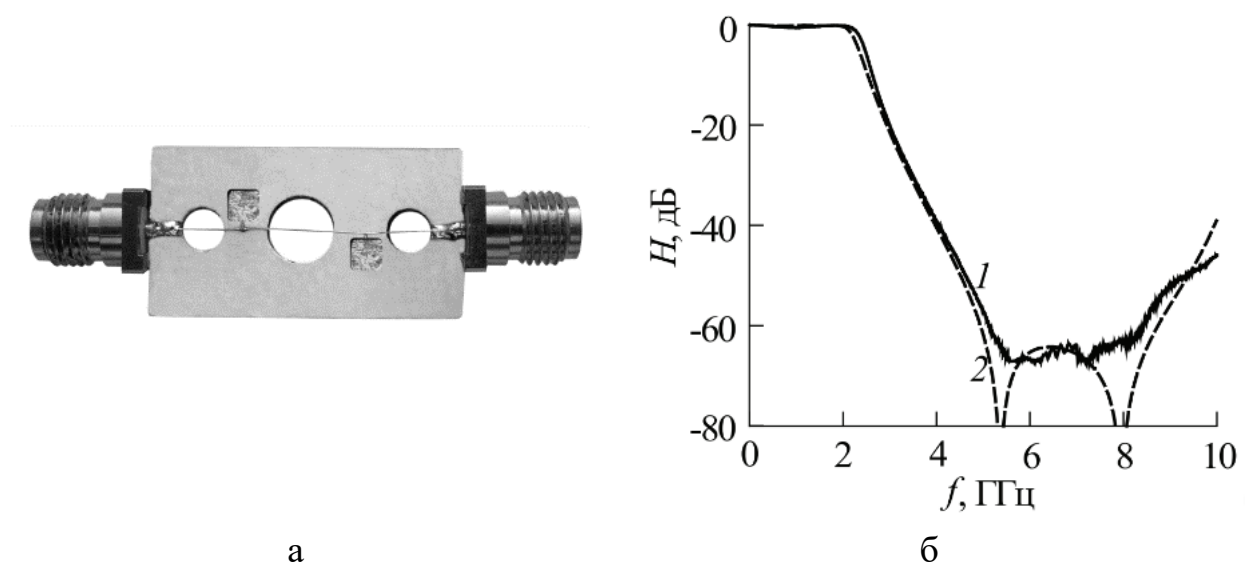


Рисунок 4.4 — Фотографія експериментального зразка фільтра та АЧХ



У разі з'єднання шлейфа з сигнальним провідником малим контактним майданчиком суттєво зменшується вплив паразитної індуктивності мікросмужкового шлейфного Т-з'єднання; за рахунок цього підвищується крутість АЧХ ФНЧ. Різним за розмірами контактним майданчикам шлейфів ФНЧ відповідають і різні частоти режекції. У результаті розширюється смуга подавлення ФНЧ. Розміщення шлейфів по різні боки сигнального провідника дозволило зменшити паразитний ємнісний зв'язок між шлейфами і, як наслідок, мінімальний рівень у смузі подавлення зменшився з  $-58$  до  $-96$  дБ.

Наявність третього розміру у елементів мікросмужкової лінії забезпечує не лише суттєве підвищення їхньої ефективності, але і додаткові можливості конструювання. Оскільки значення паразитної індуктивності, яке визначає частоту режекції, залежить від глибини отвору 3D шлейфа, цей параметр, а також розміри контактних майданчиків шлейфів є параметрами для оптимізації крутості та ширини смуги подавлення АЧХ.

### Висновки до розділу

1. Для запропонованих конструкцій фільтрів створенні експериментальні зразки та отримано аплітудно-частотні характеристики реальних фільтрів за допомогою векторного аналізатора кіл Anritsu MS46122A ShockLine.

2. Експериментальні АЧХ дуже добре узгоджуються з розрахованими в MWS, що свідчить про правильність побудованої моделі та параметрів розрахунку.

Розрахункові значення  $f_{\min}$  та  $H_{\min}$  фільтра третього порядку на основі поодиноких ЕКН складають 9,0 ГГц та  $-34,5$  дБ відповідно, експериментальні на частоті 9,0 ГГц  $= -33,8$  дБ.

Розрахункові значення  $f_{\min}$  та  $H_{\min}$  для фільтра третього порядку на основі суміщених ЕНК складають 7,1 ГГц та -33,5 дБ; експериментальні на частоті 7,1 ГГц експериментальне значення  $H_{\min} = -32,9$  дБ.

Для експериментального зразка секції 3D-шлейфа експериментальні та розрахункові значення  $f_p$  і рівня режекції дорівнюють 6,41 та 5,72 ГГц і - 51,5 та - 49,4 дБ відповідно.

3. Виконано перевірку впливу похибки при виробництві фільтрів на електричні параметри фільтрів. Найбільш чутливою до похибки при виробництві є ширина смуги пропускання (за похибки +5 % 0,77 ГГц, за похибки - 5 % 1,17 ГГц, при номінальному значенні 1,00 ГГц).

4. Для пересвідчення в достовірності експериментальних досліджень, для перевірки повторюваності параметрів, було виготовлено по 2 зразки фільтрів.

## ВИСНОВКИ

1. За результатами аналізу багаточисельних робіт, можна зробити висновок що тема даного дослідження є досить актуальною і носить більш як дослідницький, так і прикладний характер і може бути поширена на розробку і проектування пристрої обробки сигналів на основі складних ЕКН. Необхідно зазначити що даний тип фільтрів має досить великий потенціал для промислового впровадження (Додаток А) і є досить простим в процесі виготовлення.

2. ЕКН дозволяють реалізувати квазізосереджені реактивні елементи із істотно більшими значеннями параметрів у порівнянні з традиційними структурами таких же розмірів. Для заданих значень ємностей та індуктивностей таке збільшення відповідає зменшенню розмірів елементів. Оптимізація співвідношення між заданим значенням реактивності і значенням еквівалентного імпедансу квазізосередженого елемента дозволяє мінімізувати відносну похибку реалізації параметра зосередженого елемента квазізосередженим в робочому діапазоні частот.

3. Суміщені ЕК-неоднорідності у порівнянні з поодинокими мають значно вищу ефективність. Оскільки таким чином підвищується порядок фільтра. Для моделювання суміщених неоднорідностей у першому наближенні можна також використовувати одновимірну модель, яка дозволяє отримати аналітичні результати. Розрахункове та експериментальне значення мінімуму в 33 ЕК на основі суміщених неоднорідностей у порівнянні з поодинокими менше на 37 та 28 дБ відповідно.

4. Для моделювання ЕКН у першому першому наближенні можна використовувати одновимірну модель, яка дозволяє отримати аналітичні результати, без великих затрат на час розрахунку.

5. 3D-шлейф має суттєво кращі параметри як порівняти з 2D-шлейфом. Оскільки для ФНЧ необхідні задані значення ємності, залежно від глибини неоднорідності площа 3D-шлейфа менша в 1,6...4,1 рази.

6. У НЧ фільтрі на основі поодиноких ЕКН в порівнянні з традиційним фільтром для фільтра третього порядку розрахункова частота мінімуму смуги подавлення зростає з 3,2 до 9,0 ГГц, а розрахунковий мінімум в смузі подавлення зменшується з  $-12,9$  до  $-34,5$  дБ (відповідно до експерименту  $-33,8$  дБ). Розміри фільтра на основі ЕКН в 1,7 рази менше. Для фільтра п'ятого порядку Частоти й мінімуми характеристик традиційного фільтра та на основі ЕКН дорівнюють 4,5 і 8,7 ГГц та  $-18,9$  і  $-52,5$  дБ відповідно. Розміри фільтра на основі ЕКН на 20 % менші.

7. Структура фільтра на основі суміщеної ЕКН простіше в порівнянні з раніше розглянутим фільтром на основі поодиноких ЕКН, однак параметри дещо гірше: довжина на 7,5% більше, а гранична частота смуги подавлення на 2,1 ГГц менше.

8. Фільтр п'ятого порядку на основі ЕКН має значно кращу вибірковість у порівнянні з традиційним фільтром. Розширення смуги подавлення зумовлене меншими розмірами квазісосереджених реактивних елементів, а значне зменшення рівня в смузі подавлення суттєво більшими й меншим хвильовими імпедансами індуктивних та ємнісних ЕКН. Частоти й мінімуми характеристик традиційного фільтра та основі ЕКН дорівнюють 4,5 і 8,7 ГГц та  $-18,9$  і  $-52,5$  дБ відповідно. Розміри фільтра на основі ЕКН на 20 % менші.

9. Використання у якості квазісосереджених ємностей 3D шлейфів, з'єднаних з сигнальним провідником малим контактним майданчиком, дозволяє оптимізувати АЧХ ФНЧ вибором глибини отворів шлейфів та розмірів контактних майданчиків. За результатами оптимізації НЧ фільтра з 3D-шлейфами крутість АЧХ зросла з 20,0 до 22,9 дБ/Гц та розширилася смуга подавлення (з 1,9 до 3,8 ГГц на рівні  $-60$  дБ). Крутість оптимізованої АЧХ

вища проти АЧХ ФНЧ на основі зосереджених елементів, що дорівнює 21,5 дБ/ГГц.

10. Експериментальні амплітудно-частотні характеристики дуже добре узгоджуються з розрахованими в *MWS.*, що свідчить про правильність побудованої моделі та параметрів розрахунку.

Розрахункові значення  $f_{\min}$  та  $H_{\min}$  фільтра третього порядку на основі поодиноких ЕКН складають 9,0 ГГц та  $-34,5$  дБ відповідно, експериментальні на частоті 9,0 ГГц  $= -33,8$  дБ.

Розрахункові значення  $f_{\min}$  та  $H_{\min}$  для фільтра третього порядку на основі суміщених ЕНК складають 7,1 ГГц та  $-33,5$  дБ; експериментальні на частоті 7,1 ГГц експериментальне значення  $H = -32,9$  дБ.

Для експериментального зразка секції 3D-шлейфа експериментальні та розрахункові значення  $f_p$  і рівня режекції дорівнюють 6,41 та 5,72 ГГц і  $-51,5$  та  $-49,4$  дБ відповідно.

11. Виконано перевірку впливу похибки при виробництві фільтрів на електричні параметри фільтрів. Найбільш чутливою до похибки при виробництві є ширина смуги пропускання (за похибки  $+5\%$  0,77 ГГц, за похибки  $-5\%$  1,17 ГГц, при номінальному значенні 1,00 ГГц).

## ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Мікросмушковий фільтр нижніх частот: патент України на корисну модель 134905. № u201812945; заявл. 27.12.2018; опубл. 10.06.2019, бюл. № 11.
2. Yablonovitch E. Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics // *Phys. Rev. Lett.* – 1987. – vol. 58(20). – pp. 2059–2062.
3. John S. Strong localization of photons in certain disordered dielectric superlattice // *Phys. Rev. Lett.* – 1987. – vol. 58(23). – pp. 2486–2489.
4. Van Der Biest F. Resonant tunneling of acoustic waves through a double barrier consisting of two phononic crystals / F. Van Der Biest, A. Sukhovich, A. Tourin, J. H. Page, B. A. van Tiggelen, Z. Liu, M. Fink // *Europhys. Lett.* (2005) [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.edpsciences.org/epl>.
5. Markos P. Wave propagation from electrons to photonic crystals and left-handed materials / P. Markos, C. M. Soukoulis – Princeton and Oxford: Princeton University Press, 2008. – 352 p.
6. Huang Sh. Yi. Compact U-Shaped Dual Planar EBG Microstrip Low-Pass Filter / Sh. Yi. Huang, Yee Hui Lee. // *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques.* – 2005. – Vol. 53(12). – pp. 3799–3805.
7. Нелин Е. А. Фильтры нижних частот на основе кристаллоподобных неоднородностей / Е. А. Нелін, Я. Л. Зингер, В. И. Попсуй // *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника* – 2018. – Т. 61 № 5. – с. 284-293.; DOI - <https://dx.doi.org/10.20535/S00213470>.

8. Нелін Є. А. Дельта-моделі коливальних структур та смугових фільтрів / Є. А. Нелін, А. В. Шульга, Я. Л. Зінгер // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2018. – № 73. – с. 63-68.

9. Фільтр нижніх частот п'ятого порядку на основі кристалоподібних неоднорідностей; / Зінгер Я. Л., Нелін Є. А. // Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи». Київ, 19–25 березня 2018 р. : матеріали конференції – Київ, 2018. – С. 266-269.

10. Zinher Y. Fifth-Order Lowpass Filters on Electromagnetic-Crystal Inhomogeneities/ Y. Zinher, Y. Adamenko, V. Adamenko, E. Nelin // 2018 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo). IEEE Xplore, 2018 – P. 1–4 ; DOI - <https://10.1109/UkrMiCo43733.2018.9047540>.

11. Zinher Y. Delta Models of Frequency-Selective Structures/ Y. Zinher, Y. Adamenko, V. Adamenko, A. Shulha, E. Nelin // 2018 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo), IEEE Xplore, 2018. – P. 1—4 ; DOI - <https://10.1109/UkrMiCo43733.2018.9047586>.

12. Zinher Y. New in the Theory of Periodic Structures/ Y. Zinher, Y. Adamenko, E. Nelin // 2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), IEEE Xplore, 2019 – P. 169–172 ; DOI - <https://10.1109/ELNANO.2019.8783728>.

13. Первак, С. Г. Мікросмушкові тривимірні ємнісні шлейфи / Я. Л. Зінгер, Ю. Ф. Адаменко, В. О. Адаменко, Є. А. Нелін // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування – 2019 – № 73. – с. 30–35.

14. Нелін Є. А. Оптимізація мікросмужкових фільтрів нижніх частот з тривимірними шлейфами / Є. А. Нелін, Я. Л. Зінгер, В. І. Попсуй, і Ю. В. Непочатих, // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування – 2020 – № 82. – с. 61-66.

15. Формування зонної діаграми фотонних та фононних кристалів / М. А. Гіндікіна, Я. Л. Зінгер, Є. А. Нелін // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2015. – № 63. – с. 119-126.

16. Дельта-моделі реактивних радіоелементів та фільтрів нижніх частот / Є. А. Нелін, А. В. Шульга, Я. Л. Зінгер // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2017. – № 69. – с. 72-77.

17. Zinher Y. Three- and one-dimensional modeling of microstrip lowpass filters/ Y. Zinher, Y. Adamenko, V. Adamenko, E. Nelin // Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo), IEEE Xplore, 2017 – P. 206-209 ;. DOI - <https://dx.doi.org/10.1109/UkrMiCo.2017>.

18. Зінгер Я. Л. Порівняння результатів три- та одновимірного моделювання мікросмужкових фільтрів нижніх частот / Я. Л. Зінгер, Ю. Ф. Адаменко, В. О. Адаменко, Є. А. Нелін // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2017. – № 70. – с. 56-61.; DOI - <http://dx.doi.org/10.20535/radap.2017.70.56-61>.

19. Нелін Є. А. Суміщені електромагнітнокристалічні неоднорідності / Є. А. Нелін, Я. Л. Зінгер, В. І. Попсуй // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2017. – № 71. – с. 46-51.; DOI - <https://dx.doi.org/10.20535/radap.2017.71.46-51>.

20. Зінгер Я. Л. Низькочастотний фільтр на основі кристалоподібних неоднорідностей / Я. Л. Зінгер, В. І. Попсуй, Є. А. Нелін // Міжнародна



науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи». Київ, 14–20 березня 2016 – К.: НТУУ «КПІ», 2016. – С. 209-211.

21. Порівняння характеристик поодиноких та суміщених електромагнітнокристалічних неоднорідностей/ Я. Л. Зінгер, В. І. Попсуй, Є. А. Нелін // Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи». Київ, 20–26 березня 2017. – С. 232–234.

22. Порівняння результатів три- та одновимірного моделювання НВЧ фільтрів нижніх частот/ Є. О. Скляренко, Я. Л. Зінгер, Є. А. Нелін // Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи». Київ, 20–26 березня 2017 р.: матеріали конференції – Київ, 2017. – С. 241-243.

23. E. Nelin, Y. Zinher, Microwave filter based on crystal-like reactive elements, IEEE: Radio Electronics & Info Communications (UkrMiCo), 2016 International Conference, pp. 1–4, Sept. 2016.

24. Jia-Sheng Hong Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, 2nd Edition// NY: Wiley – 2011. – 656p.

25. Jain A. Review on Micro Strip Low Pass Filter / Anshi Jain, Anjana Goen // International Journal of Engineering Science and Computing. — 2016. —Vol. 6 No. 6. — pp.6460–6463.

26. Cansever, Cem, "Design of a Microstrip Bandpass Filter for 3.1-10.6 GHz Uwb Systems" (2013). Electrical Engineering and Computer [Електроний ресурс]. — Режим доступу: [http://surface.syr.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=1000&context=eecs\\_thesis](http://surface.syr.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=1000&context=eecs_thesis).

27. Chi C.-Y. Planar microwave and millimeter-wave lumped elements and coupled-line filters using micro-machining techniques / C.-Y. Chi and G. M. Rebeiz // IEEE Trans., MTT-43, April 1995, pp.730-738.

28. Fang L. H. A Review Of Technique To Convert Low Pass Filter Into Microstrip Line Circuit / L. H. Fang, S. I. S. Hassan, M. F.A.Malek, Y. Wahab, L. Y. Seng // *ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences*. — 2015. — Vol. 10. — p. 7165–7174.

29. Тимофеева (Адаменко) Ю. Ф. Повышение зонной избирательности микрополосковых аналогов фотонных кристаллов / А. И. Назарько, Ю. Ф. Тимофеева, Е. А. Нелин, В. И. Попсуй // *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. — 2009. — № 6. — С. 38–41.

30. Erro M. J. Phase-reconstruction in photonic crystals from S-parameter magnitude in microstrip technology / M. J. Erro, I. Arnedo, M. A. G. Laso, T. Lopetegi, M. A. Muriel // *Opt Quant Electron*. — 2007. — Vol. 39 —P. 321-331.

31. Erro M. J. Analysis and design of electromagnetic crystals in microstrip technology using a fibre grating model / M. J. Erro, M. A. G. Laso, T. Lopetegi, D. Benito, M. J. Garde, M. Sorolla // *Optical and Quantum Electronics*. — 2002. — Vol. 34. — P. 297—309.

32. Назарько А. И. Высокоизбирательный электромагнитный кристалл / Назарько А. И., Нелин Е. А., Попсуй В. И. Тимофеева Ю. Ф. // *ЖТФ*. — 2010. — Т. 80. Вып. 4. —С. 138—139.

33. Назарько А. И. Электромагнитные кристаллы на основе низкомных неоднородностей / Назарько А. И. / Назарько А. И., Нелин Е. А., Попсуй В. И. Тимофеева Ю. Ф. // *ЖТФ*. — 2011. — Т. 81. Вып. 5. — С. 142–143.

34. Mollah Md. N. Uniform circular photonic bandgap structures (PBGSSs) for harmonic suppression of a bandpass filter / Md. N. Mollah, N. C. Karmakar, J. S. Fu // *Int J Electron Commun (AEU)*. —2007. — P. 1-8.

35. Ильченко М.Е., Живков А.П. Обобщенный подход к анализу и проектированию полосовых фильтров СВЧ на взаимно расстроенных резонаторах // Наукові вісті НТУУ “КПІ”. – 2015. – № 5 (103). – С. 7-14.

36. M. E. Ilchenko. Microwave filters based on the structures with resonators in parallel channels as metamaterial cells / M. E. Ilchenko, A. P. Zhivkov. // KPI Science News. Електроніка, радіотехніка та телекомунікації. – 2018. – №6. – С. 7–21.

37. Trisection Bandpass Filter With Mixed Cross-Coupling and Different Paths for Signal Propagation / Zakharov A., Rozenko S., Litvintsev S., Ilchenko M.. // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2019. – С. 1–4.

38. Захаров А. В. Полосковые полосно-пропускающие фильтры миллиметрового диапазона / Захаров А. В., Ильченко М. Е.. // Радиотехника и электроника. Т.62. – 2017. – №10. – С. 1021–1030.

39. Hong J.-S. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications // J.-S. Hong, M. J. Lancaster – N.Y.: John Wiley & Sons Inc, 2001. – 482 p.

40. Two miniaturized triple-band filters based on 900 sector substrate integrated waveguide / Zhang S., Guo Y., Zhou Y-Y., Hong J-S.. // Wiley. Microw Opt Technol Lett. Vol. 62, Is. 12. – 2020. – pp. 1–9.

41. Cervera F. High Rejection, Self-Packaged Low-Pass Filter Using Multilayer Liquid Crystal Polymer Technology / Cervera F., Hong J.. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (63). – 2015. – №12. – pp. 3920–3928.

42. W -Band Waveguide Filters Fabricated by Laser Micromachining and 3-D Printing / [X. Shang, P. Penchev, M. J. Lancaster та ін.]. // IEEE

Transactions on Microwave Theory and Techniques (64). – 2016. – №8. – pp. 2572–2580.

43. Xiao J.-K. Defected microstrip structure. Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering / J.-K. Xiao. – N. Y.: Wiley, 2013. – P. 1–8.

44. Bhuiyan M. S. Defected ground structures for microwave applications. Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering / M. S. Bhuiyan, N. C. Karmakar. – N. Y.: Wiley, 2014. – pp. 1–31.

45. Susumu N. Photonic Crystal Lasers [Электронный ресурс] / Noda Susumu // JEOLnews Volume 49, Number 1. – 2014. – Режим доступа до ресурсу: <https://www.jeol.co.jp/en/applications/detail/1043.html>.

46. Dumé I. Photonic crystals follow a straight path to absolute darkness [Электронный ресурс] / Isabelle Dumé // Physicsworld. Nanophotonics. – 2018. – Режим доступа до ресурсу: <https://physicsworld.com/a/photonic-crystals-follow-a-straight-path-to-absolute-darkness/>.

47. High energy nanosecond laser pulses delivered single-mode through hollow-core PBG fibers / J. D. Shephard, J. D. C. Jones, D. P. Hand та ін.]. // OSAPublishing. Optics Express. – Vol. 12, Issue 4. - 2004. – 717–723 pp.

48. Thermo-optical properties of air-clad photonic crystal fiber lasers in high power operation / J. Limpert, T. Schreiber, A. Liem та ін.]. // OSAPublishing. Optics Express. – 2003. – Vol. 11, Issue 22. – 2982–2990 pp.

49. Joannopoulos J. D. Photonic Crystals: Molding the Flow of Light / J. D. Joannopoulos, R. D. Meade, J. D. Winn. – Princeton: Princeton University Press, 1995. – 137 с.

50. Radisic V. Novel 2-D photonic bandgap structures for microstrip lines / V. Radisic, Y. Qian, R. Coccioli, T. Itoh // IEEE Microwave and Guided Wave Letters. – 1998. – Vol. 8, N 2. – P. 69-71.

51. Radisic V. Broad-Band Power Amplifier Using Dielectric Photonic Bandgap Structure / V. Radisic, Yongxi Qian, T. Itoh, // IEEE Microwave and Guided Wave Letters. – 1998. – Vol. 8, No. 1. – P. 13-14.

52. Erro M. J. Modeling and testing of uniform fiber Bragg gratings using 1-D photonic bandgap structures in microstrip technology / M. J. Erro, M. A. G. Laso, T. Lopetegui, D. Benito, M. J. Garde // Fiber and Integrated Optics. – 2000 – Vol. 19(4) – P. 311-325.

53. Rodriguez-Pereyra V. Photonic bandgap structures and their application to EMC antennas / V. Rodriguez-Pereyra // ITEM. – 2002. – P. 90-95.

54. Temelkuran B. Reflection properties of metallic photonic crystals / B. Temelkuran, E. Ozbay, M. Sigalas et al. // Appl. Phys. A. – 1998. – Vol. 66, N 3. – P. 363-365.

55. Maradudin A. A. Photonic band structure of a truncated, two-dimensional, periodic dielectric medium / A. A. Maradudin, A. R. McGurn // J. Opt. Soc. Am. B. – 1993. – Vol. 10, N 2. – P. 307-313.

56. Temelkuran B. Experimental demonstration of photonic crystal based waveguides / B. Temelkuran, E. Ozbay // Applied Physics Letters. – 1999. – Vol. 74, No. 4. – P. 486-488.

57. Qian Y. Simulation and experiment of photonic band-gap structures for microstrip circuits / Y. Qian, V. Radisic, T. Itoh // Microwave Conference Proceedings, APMC '97. – 1997. – P. 585-588.

58. Yongxi Qian. Circuit Applications of Uniplanar Compact PBG / Yongxi Qian, T. Itoh. // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 1999. – 1533–1536 pp.

59. Адаменко Ю. Ф. Пристрої фільтрації на основі аподизованих електромагнітних кристалів : дис. ... канд. техн. наук. : 05.12.13 — радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій / Ю. Ф. Адаменко. - К., 2014. - 119 с.

60. I. F. da Costa. Sharp Rejection and Wide Stopband Microstrip Lowpass Filters using Complementary Split Ring Resonators [Електронний ресурс] / I. F. da Costa, A. L. P. S. Campos, A. Gomes Neto // Journal of Microwaves. Optoelectronics and Electromagnetic Applications. – 2018. – Режим доступу до ресурсу: [https://www.scielo.br/scielo.php?pid=S2179-10742018000100134&script=sci\\_arttext](https://www.scielo.br/scielo.php?pid=S2179-10742018000100134&script=sci_arttext).

61. Compact Microstrip Lowpass Filter with Low Insertion Loss for UWB Medical Applications [Електронний ресурс] / M.A. Aseeri, M. A. Alyahya, H. A. Bukhari, H. N. Shaman1 // Hindawi. Wireless Communications and Mobile Computing. – 2018. – Режим доступу до ресурсу: <https://www.hindawi.com/journals/wcmc/2018/8430626/>.

62. Kusama Y. Compact and Broadband Microstrip Band-Stop Filters with Single Rectangular Stubs [Електронний ресурс] / Y. Kusama, R. Isozaki // MDPI: Applied Sciences. – 2019. – Режим доступу до ресурсу: <file:///D:/Disertation/Litera/NEW/applsci-09-00248.pdf>.

63. Gupta K. A review on microstrip filters for the application in communication systems / K. Gupta, N. Sahayam // International Research Journal of Engineering and Technology. – 2018. – Vol. 5, No 12. – P. 709-717.

64. Edwards T. C. Foundations for Microstrip Circuit Design / T. C. Edwards, M. B. Steer. – 4th ed. – NY: Wiley, 2016. – 686 p.

65. Маттей Д. Л. Фильтры СВЧ. Согласующие цепи и цепи связи. Т.1 (перевод с англ.) / Маттей Д. Л., Янг Л. П., Джонст Е. М. Т.. – Москва: СВЯЗЬ, 1971. – 439 с.

66. Shaman H. Composite microstrip lowpass filter with ultrawide stopband and low insertion loss / H. Shaman, S. Almorqi, A. AlAmoudi. // Microwave and Optical Technology Letters. – 2015. – №4. – pp. 871–874.

67. A Design of the Low-Pass Filter Using the Novel Microstrip Defected Ground Structure / A. Dal, P. Jun-Seok, K. Chul-Soo та ін.]. // IEEE Trans. Microw. Theory Techniq. – 2001. – №49. – pp. 86–93.

68. M. N. Mollah. Investigation of Novel Tapered Hybrid Defected Ground Structure (DGS) / M. N. Mollah, N. C. Karmakar, J. S. Fu. // Int. J. RF Microw. Comp.-Aided Eng. – 2005. – №15. – pp. 544–550.

69. D. Guha. Defected Ground Structure for Microstrip Antennas. In Microstrip and Printed Antennas / D. Guha, S. Biswas, Y. M. M. Antar. // John Wiley & Sons, Ltd.: New York. – 2010. – pp. 387–434.

70. M. K. Mandal. A Novel Defected Ground Structure for Planar Circuits / M. K. Mandal, S. Sanyal. // IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. – 2006. – №16. – pp. 93–95.

71. A. K. Kunwer. High Performance Wide Stopband Lowpass Filter Using Complementary Split Ring Resonators as Defected Ground Plane / A. K. Kunwer, S. Pal. // International Conference on Devices and Communications (ICDeCom). – 2011. –pp. 1–4.

72. A Novel CrossShape DGS Applied to Design Ultra-Wide Stopband LowPass Filters / C. Han-Jan, H. Tsung-Hui, C. Chin-Sheng та ін.]. // IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.. – 2006. – №16. – pp. 252–254.

73. Concentric Ring-Shaped Defected Ground Structures for Microstrip Applications / D. Guha, S. Biswas, M. Biswas та ін.]. // IEEE Antenn. Wireless Propag. Lett. – 2006. – №5. – pp. 402–405.

74. Novel U-Slot and V-Slot DGSs for Bandstop Filter with Improved Q Factor / D. J. Woo, T. K. Lee, J. W. Lee та ін.]. // IEEE Trans. Microw. Theory Techniq. – 2006. – №54. – pp. 5840–2846.

75. Compact Bandstop Filter Using an Interdigital DGS Structure / A. Balalem, A. R. Ali, J. Machac, A. Omar. // 14th Conference on Microwave Techniques, 2008, COMITE 2008. – 2008. – pp. 1–3.

76. Reja A. H. Design of Microwave Lowpass Filters Based on Metamaterial Components / A. H. Reja, S. N. Ahmad, A. K. Kasim Abdul Raheem, M. A. Alqais // NNGT Int. J. on Networking and Communication — 2014. — Vol. 1. — pp. 1–8.

77. Назарько А. І. Частотно-вибірні пристрої на основі електромагнітних кристалів : дис. ... канд. техн. наук. : 05.12.13 – радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій / А. І. Назарько. - К., 2012. - 145 с .

78. Tirado-Mendez J. A., Jardon-Aguilar H., Andrade-Gonzalez E. A. et al. A simplified method to reduce dimensions of planar passive circuits using defected ground and defected microstrip structures // Microwave Journal. — 2007. — Vol. 50, N 11. — P. 58—70.

79. Kazerooni M., Cheldavi A. Simulation, analysis, design and application of array defected microstrip structure (ADMS) filters using rigorously coupled multi-strip (RCMS) method // Progress In Electromagnetics Research. — 2006. — PIER 63. — P. 193—207.



80. Биденко П. С. Квазисосредоточенные реактивные элементы на основе кристаллоподобных неоднородностей / П. С. Биденко, Е. А. Нелин, А. И. Назарько, Ю. Ф. Адаменко // Известия вузов. Радиоэлектроника. — 2015. — № 11. — С. 49–55.

81. Gard R., Bahl I. and Bozzi M. (2013) Microstrip Lines and Slotlines, 3rd ed., Boston, London, Artech House.

82. Jubril A. 2GHz microstrip low pass filter design with open-circuited stub / A. Jubril, D. S. Nyitamen // IOSR-Journal of Electronics and Communication Engineering. — 2018. — Vol. 13, No 2. — P. 1 – 9.

## ДОДАТОК А

### СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ ТА ВІДОМОСТІ ПРО АПРОБАЦІЮ РЕЗУЛЬТАТІ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Нелин Е. А. Фильтры нижних частот на основе кристаллоподобных неоднородностей / Е. А. Нелін, Я. Л. Зингер, В. И. Попсуй // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника – 2018. – Т. 61 № 5. – с. 284-293.; DOI - <https://dx.doi.org/10.20535/S00213470>.

2. Нелін Є. А. Дельта-моделі коливальних структур та смугових фільтрів / Є. А. Нелін, А. В. Шульга, Я. Л. Зінгер // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2018. – № 73. – с. 63-68.

3. Фільтр нижніх частот п'ятого порядку на основі кристалоподобних неоднорідностей; / Зінгер Я. Л., Нелін Є. А. // Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи». Київ, 19–25 березня 2018 р. : матеріали конференції – Київ, 2018. – С. 266-269.

4. Zinher Y. Fifth-Order Lowpass Filters on Electromagnetic-Crystal Inhomogeneities/ Y. Zinher, Y. Adamenko, V. Adamenko, E. Nelin // 2018 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo). IEEE Xplore, 2018 – P. 1–4 ; DOI - <https://10.1109/UkrMiCo43733.2018.9047540>.

5. Zinher Y. Delta Models of Frequency-Selective Structures/ Y. Zinher, Y. Adamenko, V. Adamenko, A. Shulha, E. Nelin // 2018 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo), IEEE Xplore, 2018. – P. 1—4 ; DOI - <https://10.1109/UkrMiCo43733.2018.9047586>.

6. Zinher Y. New in the Theory of Periodic Structures/ Y. Zinher, Y. Adamenko, E. Nelin // 2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), IEEE Xplore, 2019 – P. 169–172 ; DOI - <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2019.8783728>.

7. Первак, С. Г. Мікросмужкові тривимірні ємнісні шлейфи / Я. Л. Зінгер, Ю. Ф. Адаменко, В. О. Адаменко, Є. А. Нелін // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування – 2019 – № 73. – с. 30–35.

8. Нелін Є. А. Оптимізація мікросмужкових фільтрів нижніх частот з тривимірними шлейфами / Є. А. Нелін, Я. Л. Зінгер, В. І. Попсуй, і Ю. В. Непочатих, // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування – 2020 – № 82. – с. 61-66.

9. Формування зонної діаграми фотонних та фононних кристалів / М. А. Гіндікіна, Я. Л. Зінгер, Є. А. Нелін // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2015. – № 63. – с. 119-126.

10. Дельта-моделі реактивних радіоелементів та фільтрів нижніх частот / Є. А. Нелін, А. В. Шульга, Я. Л. Зінгер // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2017. – № 69. – с. 72-77.

11. Zinher Y. Three- and one-dimensional modeling of microstrip lowpass filters/ Y. Zinher, Y. Adamenko, V. Adamenko, E. Nelin // Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo), IEEE Xplore, 2017 – P. 206-209 ;. DOI - <https://doi.org/10.1109/UkrMiCo.2017>.

12. Зінгер Я. Л. Порівняння результатів три- та одновимірного моделювання мікросмужкових фільтрів нижніх частот / Я. Л. Зінгер, Ю. Ф. Адаменко, В. О. Адаменко, Є. А. Нелін // Вісник НТУУ «КПІ». Серія

Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2017. – № 70. – с. 56-61.; DOI - <http://dx.doi.org/10.20535/radap.2017.70.56-61>.

13. Нелін Є. А. Суміщені електромагнітнокристалічні неоднорідності / Є. А. Нелін, Я. Л. Зінгер, В. І. Попсуй // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2017. – № 71. – с. 46-51.; DOI - <https://dx.doi.org/10.20535/radap.2017.71.46-51>.

14. Зінгер Я. Л. Низькочастотний фільтр на основі кристалоподібних неоднорідностей / Я. Л. Зінгер, В. І. Попсуй, Є. А. Нелін // Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи». Київ, 14–20 березня 2016 – К.: НТУУ «КПІ», 2016. – С. 209-211.

15. Порівняння характеристик поодиноких та суміщених електромагнітнокристалічних неоднорідностей/ Я. Л. Зінгер, В. І. Попсуй, Є. А. Нелін // Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи». Київ, 20–26 березня 2017. – С. 232–234.

16. Порівняння результатів три- та одновимірного моделювання НВЧ фільтрів нижніх частот/ Є. О. Складенко, Я. Л. Зінгер, Є. А. Нелін // Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи». Київ, 20–26 березня 2017 р.: матеріали конференції – Київ, 2017. – С. 241-243.

17. E. Nelin, Y. Zinher, Microwave filter based on crystal-like reactive elements, IEEE: Radio Electronics & Info Communications (UkrMiCo), 2016 International Conference, pp. 1–4, Sept. 2016.

18. Мікросмушковий фільтр нижніх частот: пат. 134905 Україна. № u201812945; заявл. 27.12.2018; опубл. Опубліковано 10.06.2019, бюл. № 11.

## ДОДАТОК Б

### АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ

ТОВАРИСТВО З ОБМЕЖЕНОЮ ВІДПОВІДАЛЬНІСТЮ «АВІАЕЛЕКТРОНІКА»  
LIMITED LIABILITY COMPANY «AVIAELECTRONIKA»

вул. Вікентія Хвойки,  
15/15, корпус 55,  
м. Київ, 04080, Україна  
тел./факс (044) 225-30-86  
E-mail: shima70@ukr.net



15/15, bulk 55,  
Vikentiy Khvoyka Str.,  
Kyiv, 04080, Ukraine  
tel./fax (044) 225-30-86  
E-mail: shima70@ukr.net

АКТ

про використання результатів дисертації

Зінгер Яни Леонідівни

#### «ЧАСТОТНІ ФІЛЬТРИ НА ОСНОВІ ТРИВИМІРНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОКРИСТАЛІЧНИХ НЕОДНОРІДНОСТЕЙ»

Результати дисертації Зінгер Яни Леонідівни «Частотні фільтри на основі тривимірних електромагнітнокристалічних неоднорідностей»: використання електромагнітнокристалічних неоднорідностей для НЧ фільтрів в НВЧ діапазоні, нові технічні рішення по конфігурації структур на основі тривимірних електромагнітнокристалічних неоднорідностей, спроектовані НЧ фільтри плануються до використання в розробках радіоелектронної апаратури нового покоління.

Запропоновані в дисертації конструкції фільтрів дозволяють забезпечити високу стабільність систем та зменшити масо-габаритні параметри фільтрів у порівнянні із типовими рішеннями.

/Директор



С. П. Федоришин

# ДОДАТОК В

## РОЗРАХУНОК ТА КОРЕКЦІЯ ПАРАМЕТРІВ ФІЛЬТРА ПРЯТОГО ПОРЯДКА

$$h := 1.27 \cdot 10^{-3}$$

$$\varepsilon_r := 10.2$$

$$W_L := 0.2 \cdot 10^{-3}$$

$$Z_L := 93$$

$$v := 3 \cdot 10^8$$

$$W_C := 4 \cdot 10^{-3}$$

$$Z_C := 24$$

$$f_c := 2 \cdot 10^9$$

$$Z_0 := 50$$

$$\Omega_c := 1$$

$$\varepsilon_{\text{rel}} := \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left[ \left( 1 + 12 \cdot \frac{h}{W_L} \right)^{-0.5} + 0.04 \cdot \left( 1 - \frac{W_L}{h} \right)^2 \right]$$

$$\varepsilon_{\text{rel}} = 6.254$$

$$\varepsilon_{\text{rec}} := \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left( 1 + 12 \cdot \frac{h}{W_C} \right)^{-0.5}$$

$$\varepsilon_{\text{rec}} = 7.697$$

$$\lambda_l := \frac{v}{f_c \cdot \sqrt{\varepsilon_{\text{rel}}}} = 0.06$$

$$\lambda_c := \frac{v}{f_c \cdot \sqrt{\varepsilon_{\text{rec}}}} = 0.0541$$

$$g_0 := 1$$

$$\mathbf{g}_1 := 1.1468$$

$$\mathbf{g}_2 := 1.3712$$

$$\mathbf{g}_3 := 1.975$$

$$\mathbf{L}_1 := \left( \frac{\mathbf{Z}_0}{\mathbf{g}_0} \right) \left( \frac{\Omega_c}{2 \cdot \pi \cdot \mathbf{f}_c} \right) \cdot \mathbf{g}_1 = 4.563 \times 10^{-9}$$

$$\mathbf{ll}_1 := \frac{\lambda \mathbf{l}}{2 \cdot \pi} \cdot \text{asin} \left( \frac{2 \cdot \pi \cdot \mathbf{f}_c \cdot \mathbf{L}_1}{\mathbf{Z}_L} \right) = 6.342 \cdot 10^{-3}$$

$$\mathbf{C}_2 := \left( \frac{\mathbf{g}_0}{\mathbf{Z}_0} \right) \left( \frac{\Omega_c}{2 \cdot \pi \cdot \mathbf{f}_c} \right) \cdot \mathbf{g}_2 = 2.182 \cdot 10^{-12}$$

$$\mathbf{lc}_2 := \frac{\lambda \mathbf{c}}{2 \cdot \pi} \cdot \text{asin} \left( 2 \cdot \pi \cdot \mathbf{f}_c \cdot \mathbf{C}_2 \cdot \mathbf{Z}_C \right) = 6.182 \times 10^{-3}$$

$$\mathbf{L}_3 := \left( \frac{\mathbf{Z}_0}{\mathbf{g}_0} \right) \left( \frac{\Omega_c}{2 \cdot \pi \cdot \mathbf{f}_c} \right) \cdot \mathbf{g}_3 = 7.858 \times 10^{-9}$$

$$\mathbf{ll}_3 := \frac{\lambda \mathbf{l}}{2 \cdot \pi} \cdot \text{asin} \left( \frac{2 \cdot \pi \cdot \mathbf{f}_c \cdot \mathbf{L}_3}{\mathbf{Z}_L} \right) = 11.839 \cdot 10^{-3}$$

Given

$$2 \cdot \pi \cdot \mathbf{f}_c \cdot \mathbf{L}_1 = \mathbf{Z}_L \cdot \sin \left( \frac{2 \cdot \pi \cdot \mathbf{ll}_1}{\lambda \mathbf{l}} \right) + \mathbf{Z}_C \cdot \tan \left( \frac{\pi \cdot \mathbf{lc}_2}{\lambda \mathbf{c}} \right)$$

$$2 \cdot \pi \cdot \mathbf{f}_c \cdot \mathbf{C}_2 = \frac{1}{\mathbf{Z}_C} \cdot \sin \left( \frac{2 \cdot \pi \cdot \mathbf{lc}_2}{\lambda \mathbf{c}} \right) + \frac{1}{\mathbf{Z}_L} \cdot \tan \left( \frac{\pi \cdot \mathbf{ll}_1}{\lambda \mathbf{l}} \right) + \frac{1}{\mathbf{Z}_L} \cdot \tan \left( \frac{\pi \cdot \mathbf{ll}_3}{\lambda \mathbf{l}} \right)$$

$$2 \cdot \pi \cdot \mathbf{f}_c \cdot \mathbf{L}_3 = \mathbf{Z}_L \cdot \sin \left( \frac{2 \cdot \pi \cdot \mathbf{ll}_3}{\lambda \mathbf{l}} \right) + 2 \mathbf{Z}_C \cdot \tan \left( \frac{\pi \cdot \mathbf{lc}_2}{\lambda \mathbf{c}} \right)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{ll}_{1c} \\ \mathbf{lc}_{2c} \\ \mathbf{ll}_{3c} \end{pmatrix} := \text{Find}(\mathbf{ll}_1, \mathbf{lc}_2, \mathbf{ll}_3) = \begin{pmatrix} 5.63 \\ 3.956 \\ 9.263 \end{pmatrix} \cdot 10^{-3}$$